

**Р.М. МАЛИНИН**

# СПРАВОЧНИК ПО ТРАНЗИСТОРНЫМ СХЕМАМ



МАССОВАЯ  
РАДИОБИБЛИОТЕКА

---

Выпуск 852

Р. М. МАЛИНИН

# СПРАВОЧНИК ПО ТРАНЗИСТОРНЫМ СХЕМАМ

Издание второе, переработанное



«ЭНЕРГИЯ»  
МОСКВА 1974



Scan AAW

6Ф2.12

М 19

УДК 621.382.3.06(03)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Белкин Б. Г., Борисов В. Г., Бурдейный Ф. И.,  
Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Демьянов И. А.,  
Ельяшкевич С. А., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г.,  
Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Чистяков Н. И., Шамшур В. И.

**Малинин Р. М.**

М19      Справочник по транзисторным схемам. Изд.  
2-е, перераб. М., «Энергия», 1974.

184 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 852).

Справочник содержит типовые схемы, зарекомендовавшие себя положительно в радиовещательных приемниках, усилителях и иной аппаратуре отечественного промышленного производства, некоторые оригинальные схемы, показавшие хорошие результаты, предложенные радиолюбителями, схемы из иностранной литературы, представляющие интерес для конструкторов и реализуемые на транзисторах отечественного производства, а также описание некоторых отечественных интегральных микросхем.

Излагаются кратко принципы действия схем, приводятся данные их деталей, указываются рекомендуемые режимы, в необходимых случаях даются расчеты.

Предназначается справочник для радиолюбителей-конструкторов.

М. 30404-180  
051(01)-74 316-74

6Ф2.12

© Издательство «Энергия», 1974 г.

Первые транзисторные радиоприемники и другая радиоэлектронная транзисторная аппаратура одного и того же назначения и с близкими параметрами выпускались радиозаводами и изготавливались радиолюбителями по самым разнообразным вариантам схем. При этом некоторые конструкторы, стремясь упростить аппаратуру сокращением количества деталей в ней, изготавливали неудовлетворительно работающую аппаратуру, а другие в погоне за оригинальностью создавали необоснованно сложные схемы, аппаратура по которым оказывалась недостаточно надежной.

Некоторые радиолюбители (да и не только радиолюбители) не учитывали зависимость параметров транзисторов от температуры, не принимали во внимание, что в процессе длительной работы и хранения в бездействующем состоянии полупроводниковые приборы могут в некоторых пределах изменить свои параметры. Нередко радиолюбители использовали транзисторы в недопустимых режимах, что приводило к тому, что аппаратура работала ненадежно. Многие опубликованные в печати радиолюбительские схемы требовали индивидуального подбора транзисторов, что, с одной стороны, чрезвычайно усложняло их повторение, а с другой — приводило к тому, что через некоторое время аппаратура начинала плохо работать, так как параметры полупроводниковых приборов изменялись.

К настоящему времени определились наилучшие схемы ряда каскадов, функциональных узлов и блоков транзисторной радиотехнической и электронной аппаратуры. Некоторые из этих схем можно считать уже типовыми, унифицированными.

В настоящем справочнике приводятся типовые схемы отдельных каскадов, функциональных узлов и блоков, которые могут быть рекомендованы радиолюбителям для конструктивного воплощения с использованием по возможности имеющихся в продаже транзисторов.

Необходимо отметить причины неоднородности сведений по различным приводимым в справочнике схемам. К некоторым из этих схем даны формулы для расчета. К числу таких схем, в частности, относятся схемы выходных каскадов усилителей низкой частоты, звуковоспроизводящей аппаратуры, статических преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения, поскольку конструкторам практически приходится создавать такие устройства на самые разнообра-



ные величины выходных мощностей. Вместе с тем в справочнике приведены только проверенные схемы преобразователей частоты и усилителей промежуточной частоты приемников на радиовещательные диапазоны, поскольку границы этих диапазонов и промежуточные частоты таких приемников стандартизованы, а их чувствительность определяется габаритами магнитных антенн; к числу таких схем относятся также схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией и др. В связи с этим радиолюбителю-конструктору нет необходимости в каждом случае заниматься «разработкой» и расчетом подобных схем.

В справочник не включен ряд новых схем, которые хотя и можно считать перспективными, но они еще не прошли достаточно длительной эксплуатационной проверки.

Отзывы и замечания по справочнику просьба направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10, издательство «Энергия», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Автор

## СОКРАЩЕНИЯ ТЕРМИНОВ, ПРИНЯТЫЕ В СПРАВОЧНИКЕ

---

- АМ — амплитудная модуляция; амплитудно-модулированный.  
АПЧГ — автоматическая подстройка частоты гетеродина.  
АПЧ и Ф — автоматическая подстройка частоты и фазы (в телевизоре).  
АРУ — автоматическое регулирование усиления.  
ВЧ — высокая частота; высокочастотный.  
ГИР — гетеродинный индикатор резонанса.  
ГОСТ — Государственный общесоюзный стандарт.  
ИС — интегральная микросхема.  
ДВ — длинные волны; длинноволновый.  
КВ — короткие волны; коротковолновый.  
к. н. и. — коэффициент нелинейных искажений.  
к. п. д. — коэффициент полезного действия.  
НЧ — низкая частота; низкочастотный.  
ОБ — общая база; схема с общей базой.  
ОК — общий коллектор; схема с общим коллектором.  
ОЭ — общий эмиттер; схема с общим эмиттером.  
ПЧ — промежуточная частота.  
СВ — средние волны; средневолновый.  
ТБК — трансформатор блокинг-генератора частоты кадров телевизора.  
ТБС — трансформатор блокинг-генератора частоты строк телевизора.  
ТВК — выходной трансформатор усилителя кадровой развертки телевизора.  
ТВС — выходной трансформатор усилителя строчной развертки телевизора.  
ТКН — температурный коэффициент напряжения.  
ТКС — температурный коэффициент сопротивления.  
УВЧ — усилитель высокой частоты; усиление высокой частоты.  
УКВ — ультракороткие волны; ультракоротковолновый.  
УНЧ — усилитель низкой частоты; усиление низкой частоты.  
УПЧ — усилитель промежуточной частоты; усиление промежуточной частоты.  
УПЧИ — усилитель промежуточной частоты изображения в телевизоре).  
УПЧЗ — усилитель промежуточной частоты звукового сопровождения (в телевизоре).  
ФПЧ — фильтр промежуточной частоты.  
ФСС — фильтр сосредоточенной селекции.  
ЧМ — частотная модуляция; частотно-модулированный.  
э. д. с. — электродвижущая сила.

## ОБОЗНАЧЕНИЯ ТОЧЕК И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА СХЕМАХ БЛОКОВ И УЗЛОВ ТЕЛЕВИЗОРА

---

*A2* — точка подключения анода кинескопа.

*БК* — цепь синхронизирующих кадровых импульсов (на блокинг-генератор кадровой развертки телевизора).

*БС* — цепь синхронизирующих строчных импульсов (на блокинг-генератор строчной развертки телевизора).

*B1, B2* — точки соединения видеодетектора с видеоусилителем.

*ВУ* — точка соединения схемы видеоусилителя со схемой АРУ в телевизоре.

*ГК* — цепь гасящих кадровых импульсов (на модулирующий электрод кинескопа).

*ГС* — цепь гасящих строчных импульсов (на модулирующий электрод кинескопа).

*К* — точка соединения с катодом кинескопа.

*КВ* — цепь питания коллектора транзистора выходного каскада видеоусилителя.

*КК* — точки подключения кадровых катушек отклоняющей системы кинескопа.

*КЛ* — цепь тока строчной частоты с ТВС на схему ключевой АРУ.

*КС* — точки подключения строчных катушек отклоняющей системы кинескопа.

*М* — точка подключения модулирующего электрода кинескопа.

*С* — точка соединения видеоусилителя и селектора импульсов блока синхронизации разверток телевизора.

*СМ* — цепь смещения на базы транзистора первого каскада видеоусилителя и первого каскада селектора импульсов.

*У* — точка подключения ускоряющего электрода кинескопа.

## РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

### Режимы работы транзисторов

#### 1-1. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Коллектор транзистора структуры *p-n-p* (сток полевого транзистора с каналом *p*-типа) должен получать от источника питания отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру и базе (к истоку полевого транзистора); в транзисторе структуры *n-p-n* или полевом транзисторе с каналом *n*-типа полярность включения источника питания обратная. Неправильная полярность подключения источника питания недопустима, так как может привести к повреждению транзистора. Полярности напряжений между другими электродами транзистора зависят от схемы и режима, в котором он работает.

Постоянные напряжения, поступающие на транзисторы от источника электропитания, и постоянные составляющие токов в цепях электродов транзисторов называют напряжениями и токами смещения электродов или, для краткости, просто смещениями. Переменные составляющие напряжений и токов в цепях электродов транзисторов, работающих в усилительных схемах, называют напряжениями и токами сигнала.

Каскад усиления на обычном транзисторе выполняют по схеме с общим эмиттером (ОЭ), по схеме с общей базой (ОБ), по схеме с общим коллектором (ОК). Эти термины указывают, какой из электродов транзистора является в данной схеме общим для входного и выходного сигналов. Любой из полюсов источника питания может быть заземлен или соединен с корпусом (шасси) радиоэлектронного устройства. В схемах, где преобладают транзисторы *p-n-p* структуры, чаще соединяют с корпусом положительный полюс источника питания.

Схема с общим эмиттером (рис. 1, табл. 1) имеет наибольшее распространение в радиоэлектронной аппаратуре. Входной сигнал поступает на выводы базы и эмиттера. Источник питания цепи коллектора  $B_K$  и последовательно соединенный с ним резистор  $R_K$  или катушка индуктивности  $L_K$ , на которых получается усиленный сигнал, включены между коллектором и эмиттером. Смещение на базу от отдельной батареи  $B_B$  (рис. 1, а, б) применяют редко; удобнее получать смещение на базу от одного источника питания при помощи делителя напряжения из резисторов  $R_{см}$  и  $R_B$  (рис. 1, в, г) либо через резистор  $R_{см}$  (рис. 1, д, е). Так как в последних двух схемах вывод базы соединен с выводом коллектора через резистор  $R_{см}$ , изменение напряжения на коллекторе ведет к изменению напряжения на базе, т. е. получается отрицательная обратная связь, сни-

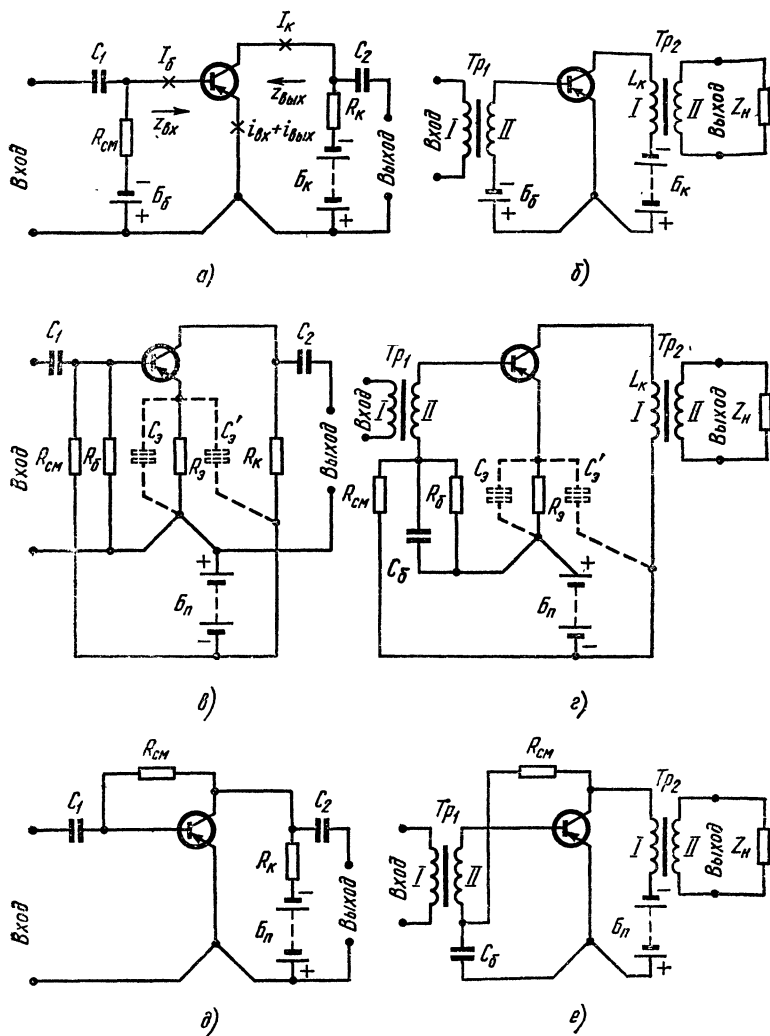


Рис. 1.

Таблица 1

Сравнение параметров низкочастотных каскадов при включении биполярных транзисторов по различным схемам

Параметры	Схема с общим эмиттером	Схема с общей базой	Схема с общим коллектором
Входное сопротивление	Несколько сотен ом или килоом	Несколько десятков ом (приблизительно в $h_{21э}$ раз меньше, чем в схеме ОЭ)	Несколько десятков или сотен килоом (приблизительно в $h_{21э}$ раз больше сопротивления нагрузки каскада) <sup>1</sup>
Входное сопротивление	Несколько десятков килоом	Несколько сотен килоом (приблизительно в $h_{21э}$ раз больше, чем в схеме ОЭ)	Несколько десятков или сотен ом (приблизительно в $h_{21э}$ раз меньше сопротивления источника сигнала) <sup>2</sup>
Возможное усиление по току	10—200	Несколько меньше единицы	10—200
Возможное усиление по напряжению <sup>3</sup>	От нескольких десятков до нескольких тысяч раз	От нескольких десятков до нескольких тысяч раз	Несколько меньше единицы

<sup>1</sup> Для первого или промежуточного каскада усилителя в сопротивление нагрузки входит входное сопротивление последующего каскада.

<sup>2</sup> В многокаскадном усилителе для каждого из каскадов, кроме первого, источником сигнала является предыдущий каскад, а сопротивлением источника сигнала — выходное сопротивление предыдущего каскада.

<sup>3</sup> Определяется как отношение напряжения сигнала, поступающего в цепь входного электрода транзистора, к напряжению сигнала в цепи его выходного электрода.

жающая усиление каскада. Подобный способ включения резистора  $R_{см}$  применяют и в схемах с автотрансформаторной связью на входе и на выходе каскада. Конденсатор  $C_э$  можно включать между эмиттером и любым из полюсов источника питания.

При наличии в цепи эмиттера резистора  $R_э$  (рис. 1, в, г) транзистор можно считать включенным по схеме ОЭ при условии, что общее сопротивление цепи, состоящей из этого резистора и конденсатора  $C_э$ , мало по сравнению с сопротивлением нагрузки цепи коллектора при самой низкой частоте, входящей в состав сигнала. В отсутствие конденсатора  $C_э$  входное сопротивление каскада возрастет.

Полевые транзисторы включают преимущественно по схеме с общим стоком, которая по начертанию аналогична схеме ОЭ.

Схема с общей базой используется иногда в каскадах усиления ВЧ и ПЧ с трансформаторными связями (рис. 2, а, б). Как и в схеме ОЭ, входной сигнал подводится к выводам базы и эмиттера, но источник питания цепи коллектора и катушка  $L_K$  включены между коллектором и базой. Смещения на электроды транзистора чаще по-

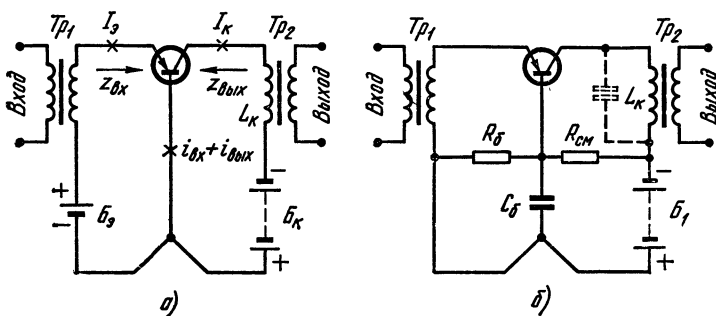


Рис. 2.

дают от общего источника питания  $B$  с применением делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_{CM}$  и  $R_B$  (рис. 2, б).

Конденсатор  $C_6$  может быть включен параллельно любому из этих резисторов. При этом общее сопротивление цепи, состоящей из конденсатора  $C_6$  и включенного параллельно ему резистора, должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки цепи

коллектора для тока самой низкой частоты, входящей в состав сигнала.

Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель). Входной сигнал подводится к базе непосредственно, а к коллектору через источник питания  $B$  (рис. 3). Нагрузочный резистор  $R_3$  включен между эмиттером и положительным полюсом источника питания. Смещение на базу поступает через резистор  $R_{CM}$ .

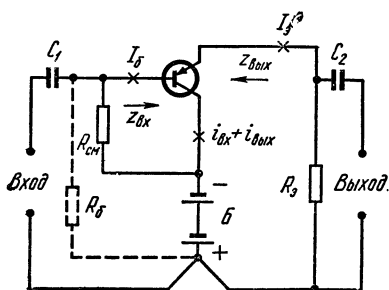


Рис. 3.

двухкаскадный усилитель, не содержащий частотно-зависимых межкаскадных элементов связи. При этом транзистор как первого, так и второго каскада может быть включен по любой из упомянутых выше схем (ОЭ, ОБ, ОК), а по отношению к источнику питания транзисторы могут быть включены параллельно или последовательно.

Частотно-независимая межкаскадная связь осуществляется непосредственным (гальваническим) соединением выходного электрода

первого транзистора с входным электродом второго либо применением  $RC$  связи с большой постоянной времени.

Каскодные схемы типа ОЭ — ОБ (рис. 4 и 5) широко применяют в резонансных усилителях ВЧ. Вследствие того, что схемы этого

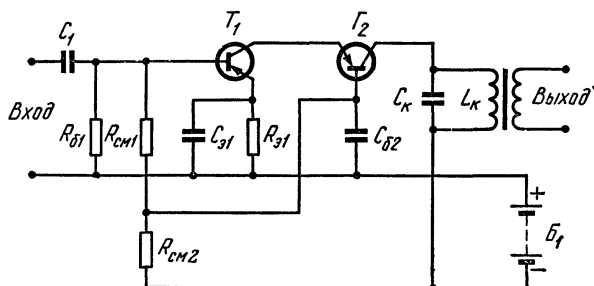
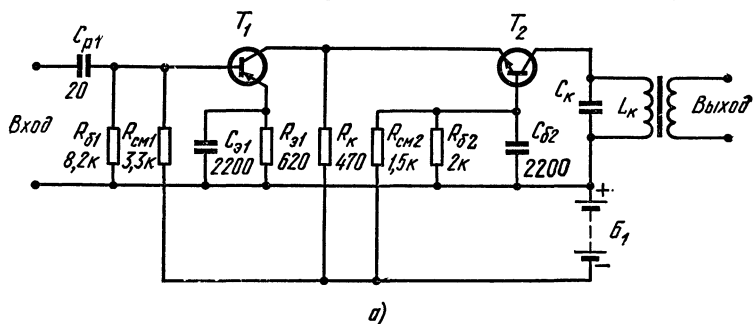
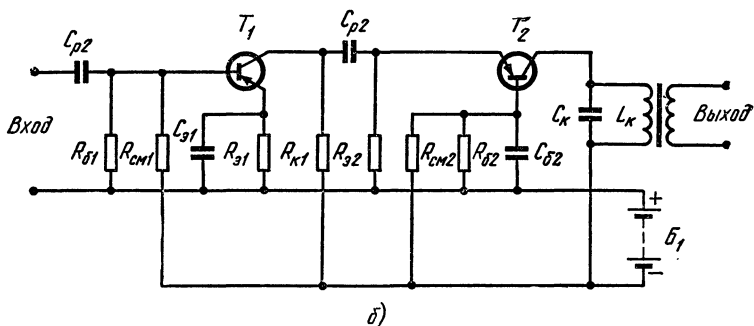


Рис. 4.

типа обладают малой внутренней обратной связью (с выхода на вход), резонансный усилитель может дать устойчивое большое усиление без нейтрализации (или коррекции) этой связи. Так, например,



а)



б)

Рис. 5.



резонансный усилитель по каскодной схеме типа ОЭ — ОБ с транзисторами П401—П403 на частоте 465 кГц может дать устойчивое усиление по напряжению 60 дБ и более, в то время как от двух резонансных каскадов по схеме ОЭ можно получить устойчивое усиление не свыше 40 дБ.

Схема с последовательным питанием транзисторов (рис. 4) требует более высокого напряжения питания, чем схема с параллельным питанием (рис. 5, а, б). Остальные показатели обеих схем примерно одинаковы.

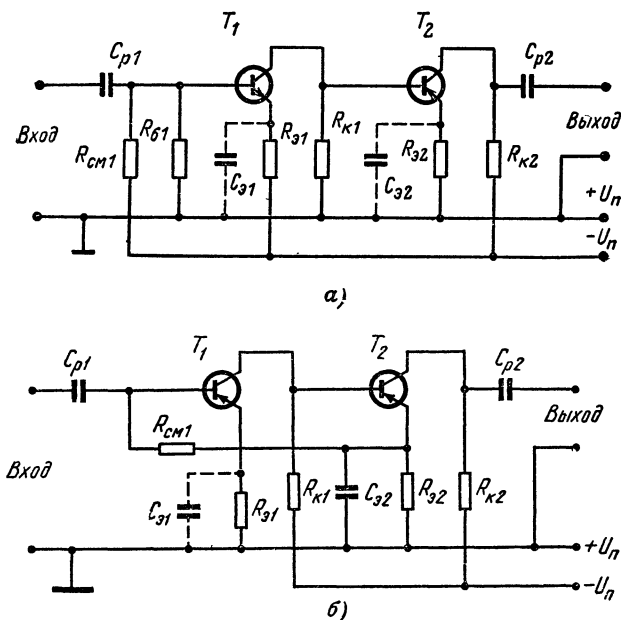


Рис. 6.

При использовании в схеме типа ОЭ — ОБ транзисторов различной структуры (рис. 5, а) коллектор первого транзистора  $T_1$  соединяется непосредственно с эмиттером второго транзистора  $T_2$ . Если же оба транзистора имеют одинаковую структуру, то выводы упомянутых электродов соединяют через разделительный конденсатор достаточно большой емкости ( $C_{з2}$  на рис. 5, б).

**Каскодные схемы типа ОЭ — ОЭ.** Одна из широко распространенных схем такого типа (рис. 6) обладает высокой стабильностью режима транзисторов вследствие наличия отрицательной обратной связи по постоянному току из цепи эмиттера транзистора  $T_2$  в цепь базы транзистора  $T_1$  через резистор  $R_{см}$ .

**Двухтактные каскады.** В двухтактном каскаде работают два транзистора (или большее четное их число), причем они могут быть включены по схеме ОЭ, ОБ или ОК, а по отношению к источнику

питания соединены последовательно (рис. 7—9) либо параллельно (рис. 10).

От действия входного сигнала коллекторные токи  $I_K$  транзисторов изменяются в противофазе, т. е. когда коллекторный ток одного из них увеличивается, коллекторный ток другого умень-

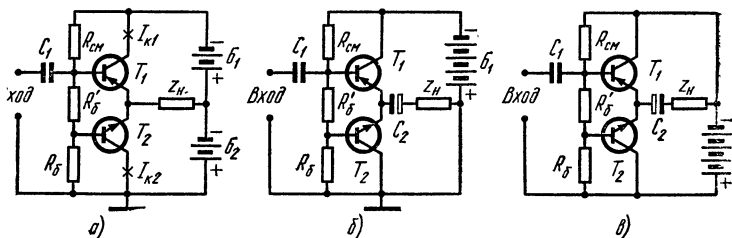


Рис. 7.

шается. При этом в схемах на рис. 7—9 через нагрузку  $Z_H$  проходит переменный ток с частотой сигнала, в каждый момент времени равный разности коллекторных токов транзисторов. Конденсаторы  $C_2$ , включенные последовательно с нагрузкой  $Z_H$  в схемах на рис. 7, б, в, 8 и 9, преграждают путь постоянной составляющей тока через нагрузку. Можно обойтись и без конденсатора  $C_2$ , если применить источник питания со средней точкой (рис. 7, а).

В схеме на рис. 10 коллекторные токи протекают по половинкам первичной обмотки  $I$  выходного трансформатора  $Tr_2$  в противоположных направлениях. Поэтому увеличение (уменьшение) тока коллектора одного транзистора и одновременное уменьшение (увеличение) тока коллектора другого создают во вторичной обмотке  $II$  э. д. с. одного направления. Выходной трансформатор как бы суммирует действие переменных составляющих коллекторных токов, и через нагрузку  $Z_H$  протекает ток с частотой входного сигнала.

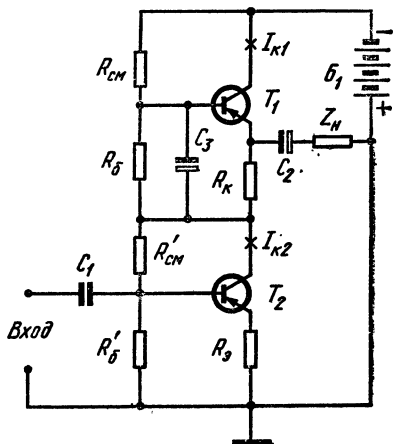


Рис. 8.

При использовании в двухтактном каскаде транзисторов одинаковой структуры, например  $p-n-p$ , требуемое соотношение фаз коллекторных токов транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  обеспечивается подачей напряжений сигнала в цепи их баз в противофазе. Разделение входного сигнала на два противофазных осуществляется фазоинвертирующим устройством, в качестве которого часто применяют трансформатор со вторичной обмоткой, состоящей из двух секций

(рис. 9 и 10). В схеме с последовательным питанием транзисторов одинаковой структуры противофазные сигналы для цепей их баз целесообразнее получать с помощью фазоинвертирующего транзисторного каскада. Не требуют фазоинвертирующего устройства только усилительный каскад с транзисторами различной структуры (рис. 7, в) и каскодная схема с транзисторами одинаковой структуры (рис. 8) при условии работы последней в режиме А (см. § 1-2). В схеме на рис. 8 напряжение входного сигнала поступает в цепь базы транзистора  $T_2$ , а база транзистора  $T_1$  получает сдвинутое по фазе на  $180^\circ$  напряжение с резистора  $R_K$  в цепи коллектора транзистора  $T_1$  через цепочку  $R_6 C_3$ .

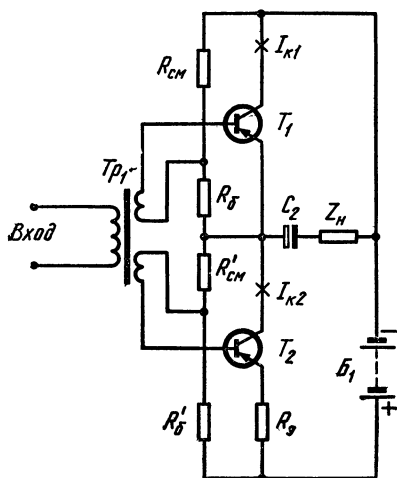


Рис. 9.

Резисторы  $R_{CM}$ ,  $R'_{CM}$ ,  $R_6$ ,  $R'_6$  и  $R_9$  в схемах на рис. 7—10, как и в однотактных схемах, служат для подачи напряжений смещения на базы транзисторов.

Практические варианты двухтактных схем и фазоинвертирующих каскадов к ним для устройств различного назначения приводятся в следующих разделах справочника.

#### Составной транзистор.

Составным транзистором называют соединенные между собой, как показано на рис. 11, а, два транзистора. Базой составного транзистора является вывод базы транзистора  $T_1$ , эмиттером — вывод эмиттера транзистора  $T_2$ , а коллектором — соединенные вместе выводы коллекторов того и другого транзистора.

Ток эмиттера транзистора  $T_1$  проходит через вывод базы и эмиттерный переход транзистора  $T_2$ , т. е. ток эмиттера первого транзистора является одновременно током базы второго. Коллекторный ток составного транзистора является суммой коллекторных токов обоих транзисторов, причем коллекторный ток транзистора  $T_2$  в этой сумме является преобладающим. Ток эмиттера составного транзистора соответствует току эмиттера транзистора  $T_2$ .

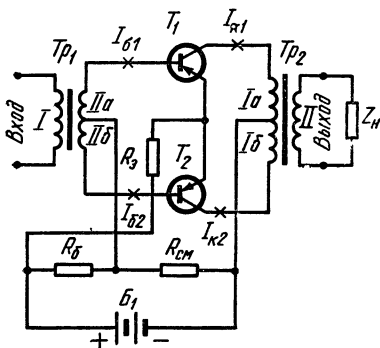


Рис. 10.

Оба транзистора могут быть одинаковой конструкции и даже одного типа, чаще транзистор  $T_2$  более мощный.

Параметры составного транзистора зависят от параметров образующих его транзисторов.

Коэффициенты передачи тока:

$$h_{21\beta} \approx h'_{21\beta} h''_{21\beta};$$

$$h_{21\beta} \approx h'_{21\beta} h''_{21\beta};$$

входное сопротивление

$$h_{11\beta} \approx h'_{11\beta} + h''_{11\beta} h'_{21\beta};$$

выходная проводимость

$$h_{22\beta} \approx h''_{22\beta} + h'_{22\beta} h'_{21\beta};$$

где символы с одним штрихом относятся к транзистору  $T_1$ , а символы с двумя штрихами — к транзистору  $T_2$ , причем каждый из параметров соответствует рабочему режиму данного транзистора.

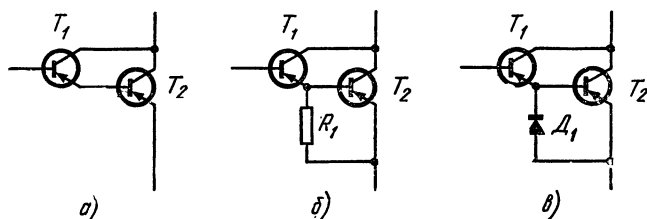


Рис. 11.

Как видно из приведенных формул, коэффициенты передачи тока, входное сопротивление и выходная проводимость составного транзистора больше соответствующих значений параметров каждого из отдельно взятых транзисторов. Однако, если транзисторы однотипны и транзистор  $T_2$  работает в режиме, близком к оптимальному, естественно, постоянная составляющая тока эмиттера транзистора  $T_1$   $I'_3 = I''_6 \approx I''_3/h''_{21\beta}$  будет иметь малую величину, и коэффициенты передачи тока этого транзистора также будут занижены. Для повышения общих коэффициентов передачи тока составного транзистора ток эмиттера транзистора  $T_1$  искусственно увеличивают, добавляя резистор (рис. 11, б) или диод (рис. 11, в).

**Предельно допустимые режимы.** Максимально допустимый ток  $I_{к. макс}$  и максимальная рассеиваемая мощность  $P_{к. макс}$  составного транзистора такие же, как у транзистора  $T_2$ , а максимально допустимые напряжения  $U_{к. б. макс}$  и  $U_{к. э. макс}$  следует принимать такими, как у транзистора с меньшими значениями этих величин.

Подобным же образом можно образовать составной транзистор из двух транзисторов структуры  $n-p-n$ , а также из трех и большего числа транзисторов одинаковой структуры.

**Инверсное включение транзисторов.** Так как обычные транзисторы имеют по два встречно-расположенных  $p-n$  перехода, они биполярны: могут работать также при инверсном (обратном) вклю-

чении, т. е. когда коллектор используется в качестве эмиттера, а эмиттер в качестве коллектора.

Инверсное включение находит практическое применение в ключевых схемах (см. § 1-4) на малые переключаемые токи. Предпочтение инверсному включению в таких схемах отдается из-за малых остаточных напряжений ключа в состоянии «отперт» и малых остаточных токов в состоянии «заперт» [Л. 7]. Для инверсно включенных маломощных сплавных транзисторов можно подобрать ток базы такой величины  $I_B$ , что  $U_{к.э.н}$  не превысит нескольких милливольт. Для германиевых транзисторов МП21, МП40 — МП42 оптимальный ток баз порядка десятых долей миллиампера и для маломощных кремниевых — около 2—3 мА. Остаточный ток запертого инверсно включенного транзистора в десятки и сотни раз меньше, чем при обычном включении.

Коэффициент передачи тока базы транзистора в инверсном включении меньше, чем в обычном включении: для германиевых сплавных транзисторов упомянутого типа он лежит в пределах 3—15, для кремниевых сплавных не более четырех (для некоторых образцов меньше единицы), а для диффузионных, планарных всегда меньше единицы. Крутизна переходной характеристики транзисторов при инверсном включении также меньше, чем при прямом включении: для сплавных маломощных германиевых транзисторов величина имеет влияние 25—30 и для кремниевых 10—15 мА/В.

При изменении мест включения истока и стока полевого транзистора параметры его изменяются незначительно.

## 1-2. РАБОТА ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ А

Режим А характеризуется тем, что величина тока в коллекторной цепи транзистора в отсутствие сигнала (тока покоя) больше амплитуды переменной составляющей тока в этой цепи, возникающей от действия управляющего сигнала, т. е. через транзистор протекает ток в течение обоих полупериодов напряжения входного управляющего сигнала (рис. 12). При этом форма кривой переменной составляющей тока в цепи коллектора незначительно отличается от формы кривой входного сигнала, т. е. вносимые транзистором нелинейные искажения невелики.

В каскаде по схеме ОЭ режим А обеспечивается подачей на базу смещения такого же знака, как и на коллектор, но меньшей величины.

Используют режим А в одноктактных и двухтактных усилительных каскадах.

Для каскада в режиме А характерно, что наибольшая мощность рассеивается на транзисторе в отсутствие сигнала. При наличии сигнала рассеиваемая мощность уменьшается на величину мощности, отдаваемой каскадом в нагрузку. Теоретически в режиме А к. п. д. каскада  $\eta$  может достигать значения 0,5, практически же при включении транзистора по схеме ОЭ к. п. д. редко превышает 0,4.

Для расчета каскада в режиме А при синусоидальном сигнале можно воспользоваться формулами из табл. 2, которые дают достаточную точность при условии, что максимальная частота сигнала  $f_{\text{высш}}$  и граничная частота  $f_T$  примененного в каскаде транзистора находятся в соотношении  $f_{\text{высш}} \leq 0,1 f_T$ .

Таблица 2

Расчет выходных цепей транзисторных каскадов на заданную выходную мощность  $P_{\sim}$  при нагрузке  $Z_H$  при  $f_{\text{высш}} \leq 0,1f_T$

Параметры	Однотактный каскад	Двухтактные каскады				Номер формулы
		с последовательным питанием транзисторов		с параллельным питанием транзисторов		
		Режим А	Режим В (АВ)	Режим А	Режим В (АВ)	
$U_{\text{п}}$	$\leq 0,5U_{\text{к.э. макс}}$ (задается)	$2(U_{\text{к.э.н}} + \sqrt{2P_{\sim}z_{\text{н}}}) \leq U_{\text{к.э. макс}}$		$\leq 0,5U_{\text{к.э. макс}}$ (задается)		(1)
$I_{\text{км}}$	$\frac{4P_{\sim}}{(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.н}}) \eta_{\text{тр}}}$	$\sqrt{\frac{2P_{\sim}}{z_{\text{н}}}}$		$\frac{2P_{\sim}}{(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.н}}) \eta_{\text{тр}}}$		(2)
$I_{\text{к-}}$	$0,5I_{\text{км}}$	$0,5I_{\text{км}}$	$0,32I_{\text{км}}$	$0,5I_{\text{км}}$	$0,32I_{\text{км}}$	(3) *
$P_{\text{к}}$	$U_{\text{п}}I_{\text{к-}}$	$U_{\text{п}}I_{\text{к-}}$	$0,27P_{\sim}$	$\frac{U_{\text{п}}I_{\text{к-}}}{\eta_{\text{тр}}}$	$\frac{0,27P_{\sim}}{\eta_{\text{тр}}}$	(4)
$z_{\text{к.к}}$	$\frac{(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.н}})^2 \eta_{\text{тр}}}{2P_{\sim}} - R_{\text{э}}$	Задается		$\frac{4(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.н}})^2 \eta_{\text{тр}}}{P_{\sim}} - 4R_{\text{э}}$	$\frac{2(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.н}})^2 \eta_{\text{тр}}}{P_{\sim}} - 4R_{\text{э}}$	(5) **
$n$	$\sqrt{\frac{z_{\text{н}}}{z_{\text{к.к}} \eta_{\text{тр}}}}$	—		$\sqrt{\frac{z_{\text{н}}}{z_{\text{к.к}} \eta_{\text{тр}}}}$	$\sqrt{\frac{z_{\text{н}}}{z_{\text{к.к}} \eta_{\text{тр}}}}$	(6) ***

\* Для двухтактных каскадов — постоянная составляющая общего тока коллекторов транзисторов обоих плеч, при работе в режиме В (АВ) — для максимальной выходной мощности.

\*\* Как для однотактного, так и для двухтактного каскада  $z_{\text{к.к}}$  — сопротивление, приведенное к концам первичной обмотки выходного трансформатора.

\*\*\* При любой схеме и любом режиме каскада с выходным трансформатором коэффициент трансформации последнего  $n$  определяется как отношение числа витков вторичной обмотки к полному числу витков первичной обмотки.

Напряжение питания  $U_{\text{п}}$  двухтактного каскада с последовательным питанием транзисторов при заданных значениях  $R_{\sim}$  и  $z_{\text{н}}$  должно иметь определенную величину, которую получают расчетом [см. (1) в табл. 2 для данной схемы], а для однотактного и двухтактного каскадов с выходными трансформаторами величиной  $U_{\text{п}}$  обычно задаются. При этом для двухтактного каскада с последовательным включением транзисторов пригодны транзисторы с  $U_{\text{к. э. макс}} \geq 1,1 U_{\text{п}}$ , для остальных схем с  $U_{\text{к. э. макс}} \geq 2,2 U_{\text{п}}$ , а допустимые коллек-

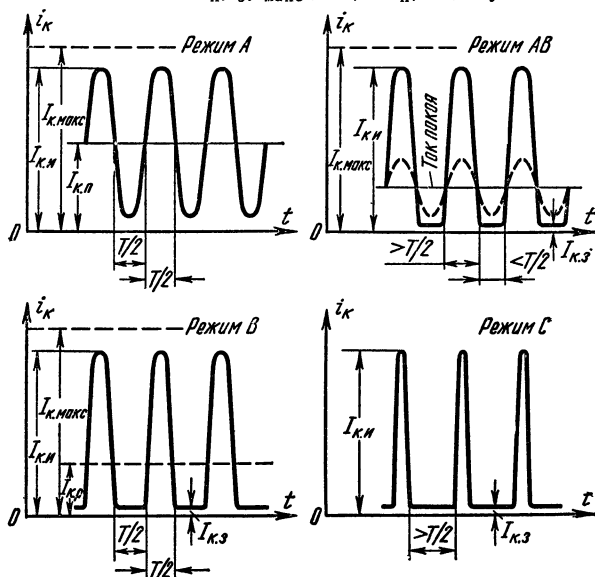


Рис. 12.

торные токи и мощность рассеяния применяемого транзистора должны быть не меньше вычисленных по формулам (2) — (4).

Нагрузку однотактного и двухтактного каскада с выходным трансформатором ( $z_{\text{н}} \neq z_{\text{к. к}}$ ) включают через согласующее устройство, в качестве которого в низкочастотных схемах применяют трансформаторы; его коэффициент трансформации определяют по формуле (6).

Согласующий трансформатор на выходе каскада применяют и в случаях, когда в результате расчета двухтактного каскада с последовательным включением транзисторов при заданном сопротивлении нагрузки получится неприемлемая величина  $U_{\text{п}}$ .

### 1-3. РАБОТА ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМАХ В И АВ

**Режим В** характеризуется тем, что в отсутствие сигнала коллекторный ток очень мал (в каскаде по схеме ОБ соответствует обратному току коллекторного перехода, а в схеме ОЭ — начальному

току транзистора). Такой режим обеспечивается тем, что смещение на входном электроде отсутствует или имеет малую величину (в случае схемы ОЭ имеет одинаковую полярность с напряжением коллектора, а в схеме ОБ — обратную).

При поступлении входного сигнала в цепь коллектора возникают импульсы тока во время отпирающих полупериодов сигнала, т. е. полупериодов одного знака; полупериоды противоположного знака «отсекаются». При синусоидальном входном сигнале форма кривой коллекторного тока представляет собой несколько искаженные у основания полусинусоидальные импульсы, длительность каждого из которых равна половине периода колебания (рис. 12). Среднее значение тока, потребляемого от источника питания каскадом, работающим в режиме В, возрастает с увеличением мощности сигнала  $P_{\sim}$  в нагрузке каскада. Рассеиваемая на коллекторе транзистора мощность  $P_k$  достигает наибольшей величины, когда величина  $P_{\sim}$  составляет примерно 40% от максимального значения величины  $P_{\sim \text{макс}}$ . При  $P_{\sim \text{макс}}$  численное значение рассеиваемой мощности составляет 27% от величины  $P_{\sim \text{макс}}$ , и при этом к. п. д. каскада теоретически достигает 78%. Практически к. п. д. несколько меньше.

**Режим АВ** характеризуется тем, что на входной электрод транзистора подается смещение такой величины, что ток коллектора в отсутствие сигнала (ток покоя) больше, чем в режиме В, но меньше, чем в режиме А. Вследствие этого при малых уровнях сигнала транзистор работает в режиме А, а при больших переходит в режим В, т. е. работает с отсечкой коллекторного тока. Длительность отсечки меньше половины периода.

Применяют режим АВ преимущественно в двухтактных оконечных каскадах УНЧ, которые обладают свойством компенсировать четные гармоники, возникающие в их отдельных плечах. При этом величину тока покоя каскада (коллекторный ток в отсутствие сигнала) устанавливают равной 5—10% величины тока при максимальном значении отдаваемой в нагрузку мощности. Указанное условие обеспечивает малые нелинейные искажения при малых уровнях сигнала без существенного снижения к. п. д. относительно режима В.

Расчет каскадов в режимах В и АВ на заданные выходную мощность  $P_{\sim}$  и сопротивление нагрузки  $Z_n$  выполняется так же, как в режиме класса А с использованием формул из табл. 2.

**Режим С** отличается от режима В тем, что отсечка коллекторного (анодного) тока имеет длительность более половины периода. Это обеспечивается подачей на входной электрод транзистора или на управляющую сетку лампы запирающего смещения соответствующей величины. Используется режим С в высокочастотных каскадах передатчиков.

#### **1-4. РАБОТА ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВОМ И ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМАХ**

Электронными ключами называют устройства, замыкающие и размыкающие электрические цепи от действия управляющих электрических сигналов. В качестве ключей постоянного тока широко используют транзисторы, включенные по схеме ОЭ. При



этом рабочим током является ток цепи коллектора, управляемый сигналами, поступающими в цепь базы. Схема ОБ не пригодна для ключей потому, что при этом управляющий ток должен быть больше тока в управляемой цепи, а препятствием к применению схемы ОК является необходимость иметь управляющие напряжения с амплитудой, превышающей напряжение в управляемой цепи.

Для транзисторных ключей характерно высокое быстродействие при малых потерях, вследствие чего их широко применяют в самых различных устройствах автоматического управления.

По аналогии с усилительными схемами ОЭ поступающий на базу управляющий сигнал называют входным, а рабочий ток в коллекторной цепи и напряжение на ее нагрузке — выходным сигналом.

Режим работы транзистора в качестве ключа называется режимом Д, ключевым режимом и режимом переключения.

Транзисторы, работающие в режиме Д, называют часто переключающими или ключевыми. Их широко используют в схемах автоматики, в вычислительных устройствах, в статических преобразователях постоянного напряжения (см. разд. 7) и для других целей.

Ключевой режим характеризуется тем, что транзистор может попеременно находиться в одном из двух состояний.

1. Транзистор «отперт» (состояние: «включен»). В цепи коллектора течет рабочий ток, большая часть напряжения источника питания падает на нагрузке, включенной в цепь коллектора.

В практических ключевых схемах «отпертый» транзистор обычно находится в состоянии насыщения, т. е. оба его  $p-n$  перехода имеют прямое смещение. Условие насыщения выражается соотношением  $I_6 \geq I_k / h_{21Э}$ .

В этом состоянии транзистора падение напряжения между коллектором и эмиттером, называемое в данном случае напряжением насыщения  $U_{к.э.н.}$ , не превышает 0,2—3 В (большие значения относятся к кремниевым транзисторам) и мало зависит от величин токов электродов.

Отношение  $I_6 h_{21Э} / I_k$  называется коэффициентом насыщения, который определяется по формуле

$$s_{нас} = I_6 h_{21Э} / I_k.$$

2. Транзистор «заперт» (состояние: «выключен»). От действия обратного (запирающего) напряжения на базе транзистор находится в состоянии отсечки тока: ток в цепи коллектора и напряжение на нагрузке очень малы, напряжение между коллектором и эмиттером практически равно напряжению источника питания.

Переход транзистора из состояния «заперт» в состояние «отперт» и обратно происходит скачкообразно, но не мгновенно, что вызывается переходными процессами в транзисторе, длительность которых тем больше, чем ниже граничная (предельная) частота коэффициента передачи тока транзистора. Вследствие влияния этих процессов форма выходного сигнала в большей или меньшей степени отличается от формы входного управляющего сигнала.

**Время включения.** При подаче в цепь базы запертого транзистора отпирающего сигнала нарастание коллекторного тока отстает от увеличения тока в цепи базы по следующим причинам. Емкость эмиттерного перехода запертого транзистора заряжена напряже-

нием обратного смещения, и требуется некоторое время на то, чтобы отпирающий сигнал разрядил эту емкость и на эмиттерном переходе появилось прямое смещение.

Промежуток времени между моментом поступления отпирающего сигнала и моментом, когда прямое смещение на эмиттерном переходе достигнет величины, соответствующей 0,1 значения установившегося выходного тока отпертого транзистора  $I_{км}$ , называется временем задержки фронта  $t_{з.ф}$ . В случае сплавного транзистора, если отпирающий сигнал имеет вертикальный фронт (рис. 13),

$$t_{з.ф} = \frac{0,016h_{21Э} + 0,027s_{нас}}{f_T s_{нас}}.$$

Время задержки фронта для дрейфового транзистора определяется по этой же формуле с заменой коэффициента 0,027 в числителе на 0,1—0,13, т. е. в дрейфовом транзисторе величина  $t_{з.ф}$  несколько больше.

В процессе отпираания транзистора неосновные носители тока (дырки в транзисторе структуры  $p-n-p$ ), инжектируемые эмиттером одновременно, из-за различия в диффузионных скоростях достигают коллектора в разное время, что ведет к замедлению роста выходного тока. Интервал времени  $t_{\phi}$  между моментами, когда выходной ток изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения отпертого транзистора, можно определить по формуле

$$t_{\phi} = \frac{0,16h_{21Э}}{f_T} \ln \frac{s_{нас} - 0,1}{s_{нас} - 0,9}.$$

При практически используемых значениях  $s_{нас} = 1,5\text{--}2,5$  время нарастания фронта

$$t_{\phi} = \frac{(0,07 - 0,13) h_{21Э}}{f_T}.$$

Сумма  $t_{з.ф} + t_{\phi}$  составляет время включения  $t_{вкл.}$ .

**Время выключения.** После прекращения «отпирающего» сигнала (и даже если немедленно вслед за этим на управляющий электрод поступит запирающий сигнал обратной полярности) ток в цепи коллектора мгновенно не прекращается; при этом процесс «запираания» транзистора длительнее процесса его «отпираания». Последнее явление объясняется следующими причинами. Когда транзистор находится в состоянии насыщения, коллектор инжектирует в область базы неосновные носители. В результате в области базы происходит накопление неосновных носителей. После прекращения действия отпирающего сигнала (поступления на управляющий электрод запирающего сигнала) требуется некоторое время  $t_p$  для того, чтобы

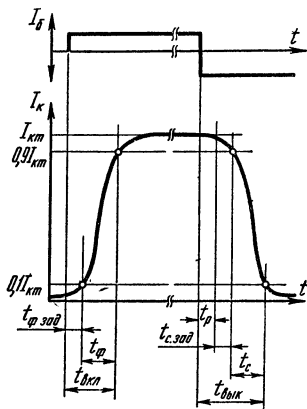


Рис. 13.

накопившиеся в области базы неосновные носители настолько рассосались, чтобы на коллекторном переходе восстановилось отрицательное напряжение. Только после этого неосновные носители тока начнут двигаться к коллектору, и транзистор начнет переходить в состояние «заперт».

Время рассасывания неосновных носителей в сплавных транзисторах малой мощности около 1 мкс, а в мощных транзисторах достигает десятков микросекунд. Вследствие различия в скоростях диффузионного движения неосновных носителей процесс запираания транзистора еще удлиняется, однако по сравнению со временем рассасывания этим удлинением практически можно пренебречь.

Описанные переходные процессы в транзисторе заканчиваются тем быстрее, чем выше его предельная частота.

**Рассеиваемая мощность.** В течение отрезков времени, когда транзистор переходит из состояния «заперт» в состояние «отперт» и обратно, на его коллекторном переходе кратковременно рассеивается мощность, значительно превышающая по величине мощность, рассеиваемую в состоянии «отперт» (большой ток коллектора, но малое напряжение  $U_{к. э. н.}$ ) либо в состоянии «заперт» (относительно большое напряжение на коллекторном переходе, но малый ток  $I_{к. з.}$ ). Рассеиваемая во время переходных процессов мощность может вызвать хотя и непродолжительные, но весьма значительные перегревы коллекторного перехода, способные привести к повреждению транзистора.

**Импульсный режим.** Этот режим характеризуется тем, что ток коллектора транзистора поочередно увеличивается и уменьшается от действия периодической последовательности видеоимпульсов, поступающих на его управляющий электрод. Следовательно, импульсный режим можно считать частным случаем режима переключения, однако при максимальных значениях тока коллектора транзистор в состоянии насыщения обычно не входит.

Как и в режиме переключения, транзистор используют, как правило, в схеме ОЭ, т. е. управляющим электродом является база. В цепи коллектора получаются импульсы тока такой же периодической последовательности, как и управляющие импульсы (рис. 14, а — э). Однако описанные выше переходные процессы, сопровождающие отпирание и запираание транзистора, искажают форму импульсов в цепи коллектора: фронт их становится более пологим, а спад более длительным по сравнению с управляющими импульсами. Если выходная нагрузка имеет индуктивный характер, то импульс в цепи коллектора искажается дополнительно вследствие действия э. д. с. самоиндукции. Однако искажения импульсов будут малосущественны, если индуктивность нагрузки невелика, а граничная частота применяемого транзистора

$$f_T > 1/\tau_f; \quad f_T > 1/\tau_c.$$

Следовательно, чем короче импульсы, которые нужно пропустить через каскад, тем больше должна быть граничная частота примененного в нем транзистора.

Вместе с тем импульсный каскад может надежно работать при условии, что величина импульса коллекторного тока  $I_{км}$  будет не более 0,8—0,9 максимально допустимого значения тока коллектора  $I_{к. макс.}$ , а напряжение питания не превысит 0,4—0,5 максимально допустимого напряжения  $U_{к. э. макс.}$  (при чисто активной нагрузке,

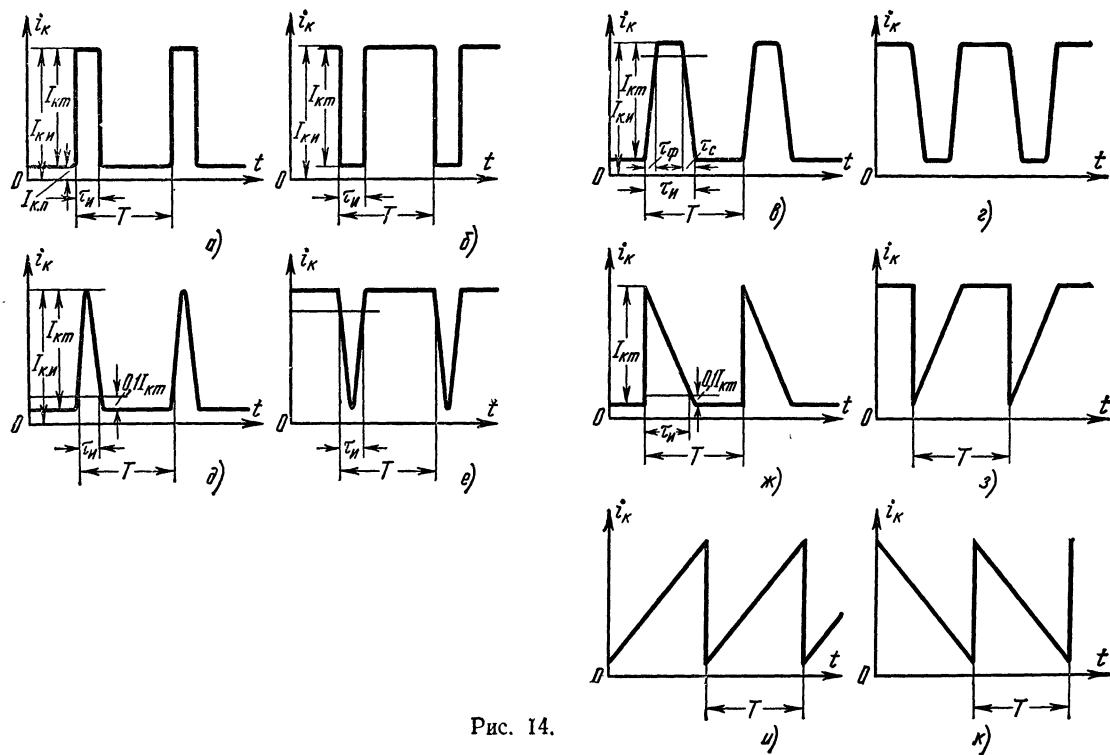


Рис. 14.

включенной непосредственно в цепь коллектора, допустимо  $U_{\text{п}} = 0,8$  к. в. макс).

В нагрузку с активным сопротивлением  $R_{\text{к}}$ , включенную непосредственно в цепь коллектора, каскад отдает импульсную мощность

$$P_{\text{и}} = k_1 I_{\text{км}}^2 R_{\text{к}} \tau_{\text{и}} / T,$$

и при этом, если  $T \gg 1/f_{\text{т}}$ , то на транзисторе рассеивается мощность

$$P_{\text{к}} = U_{\text{п}} I_{\text{к.п}} \pm k_2 I_{\text{км}} (U_{\text{п}} - 2U_{\text{к.п}}) \frac{\tau_{\text{и}}}{T} - P_{\text{и}}.$$

В последних двух формулах коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  имеют следующие значения:

Форма импульса	$k_1$	$k_2$
Прямоугольный	1	1
Трапецеидальный	$1 - \frac{3\tau_{\text{с}} + \tau_{\text{ф}}}{3}$	$1 - \frac{\tau_{\text{с}}}{\tau_{\text{и}}}$
Треугольный или пилообразный	0,33	0,5
Синусоидальный ( $\tau_{\text{и}} = T/2$ )	0,5	$2/\pi = 0,63$

Знак плюс перед вторым членом в правой части последней формулы принимают, если от действия управляющего импульса ток коллектора увеличивается, и знак минус — когда уменьшается.

В нагрузку, включенную через трансформатор, каскад отдает импульсную мощность

$$P_{\text{и}} = k_1 \eta_{\text{тр}} I_{\text{км}} z_{\text{к}} \left( 1 + \frac{I_{\text{к.п}} z_{\text{к}}}{U_{\text{п}}} \right) \frac{\tau_{\text{и}}}{T},$$

и при этом, если  $T \gg 1/f_{\text{т}}$ , на транзисторе рассеивается мощность

$$P_{\text{к}} = U_{\text{п}} I_{\text{к.п}} \pm k_2 I_{\text{км}} (2I_{\text{к.п}} z_{\text{к}} - U_{\text{п}}) \frac{\tau_{\text{и}}}{T} - P_{\text{и}}.$$

В последних двух формулах коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  имеют такие же значения, как и в двух предыдущих.

Всеми этими формулами можно пользоваться также для расчета каскадов с несинусоидальными токами в цепях электродов транзисторов, например имеющих форму, показанную на рис. 14,  $u$ ;  $k$ ; в этих случаях принимают  $\tau_{\text{и}} = T$ .

### 1-5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ

Параметры отдельных образцов транзисторов и полупроводниковых диодов даже одного и того же типа имеют значительный разброс и по-разному изменяются при изменениях температуры и величины питающего напряжения. Все эти факторы больше всего влияют на работу каскадов с включением транзисторов по схеме ОЭ.

Поэтому очень важно правильно выбрать схему, ее элементы и режим каждого каскада (усилитель, генератор) из соображений возможно меньшей зависимости выходных параметров каскада (усиление, полоса пропускания и т. п.) от упомянутых факторов.

В основном задача обеспечения стабильности работы каскада сводится к поддержанию возможно более постоянной величины тока в цепи коллектора, так как ее изменения ведут к изменению коэффициента передачи тока и входного сопротивления транзистора. Вместе с тем при увеличении тока  $I_K$  возрастает падение напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора и, следовательно, уменьшается напряжение коллектор — эмиттер  $U_{К.э.}$ . Если оно станет меньше допустимого (для большинства германиевых транзисторов 0,5 В), то рабочая точка перейдет в область насыщения и возрастут нелинейные искажения. Большое повышение температуры вызывает недопустимый перегрев электронно-дырочных переходов транзисторов, что может привести к выходу последних из строя.

Постоянная составляющая тока коллектора  $I_K$  зависит от тока смещения базы  $I_6$ , существенной составляющей которого является обратный ток коллекторного перехода  $I_{К.о.}$ . Хотя величина этого тока мало зависит от напряжения на коллекторе, однако сильно различается у транзисторов даже одного и того же типа. Вместе с тем величина  $I_{К.о.}$  при изменении температуры коллекторного перехода изменяется по экспоненциальному закону: при повышении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$  ток  $I_{К.о.}$  германиевого транзистора увеличивается примерно в 2,5—3 раза, а кремниевого в 1,5—2 раза.

Увеличение обратного тока  $I_{К.о.}$  с ростом температуры ведет к возрастанию величины постоянной составляющей тока коллектора  $I_K$ , при этом изменение последней не превышает величины изменения обратного тока  $I_{К.о.}$  ( $\delta I_K \approx \delta I_{К.о.}$ ) только в схемах, где входной электрод транзистора получает смещение от отдельного источника питания и при этом сопротивление в цепи базы мало (см. рис. 1, б и 2, а). В других схемах, приведенных на рис. 1, изменение постоянной составляющей тока коллектора может в значительное число раз превышать изменение обратного тока  $I_{К.о.}$ , а это может оказать весьма существенное влияние на работу транзисторного каскада.

Влияние температуры и других факторов на работу транзисторных схем уменьшают применением в них термостабилизации или термокомпенсации.

**Термостабилизация.** «Классическим» методом термостабилизации каскада с включением транзистора по схеме ОЭ является широко распространенный «метод трех резисторов»: резистор с линейной вольт-амперной характеристикой (ВС, МЛТ и т. п.) включают в цепь эмиттера, а два других образуют делитель напряжения источника питания для смещения на базу (рис. 15, а — е).

Ток коллектора и выходные параметры каскада по такой схеме мало изменяются при замене транзистора, мало зависят от величины питающего напряжения и температуры главным образом вследствие действия отрицательной обратной связи по току из цепи эмиттера в цепь базы, сущность которой заключается в следующем. Резисторы  $R_6$  и  $R_9$  включены последовательно между базой и эмиттером. Падение напряжения на резисторе  $R_6$  от проходящего по нему тока делителя создает на эмиттерном переходе прямое смещение. Вместе с тем падение напряжения на резисторе  $R_9$ , возникающее вследствие прохождения по нему тока эмиттера, создает на эмиттерном переходе

обратное смещение. Результирующее смещение на эмиттерном переходе получается прямым и равным разности напряжений на резисторах  $R_6$  и  $R_3$ .

При увеличении токов коллектора и эмиттера вследствие повышения температуры падение напряжения на резисторе  $R_3$  увеличивается, прямое смещение на эмиттерном переходе становится меньше, а это ведет к уменьшению тока коллектора: имеет место действие, обратное действию температуры, схема стремится возвратиться в исходное состояние.

В схемах по рис. 1, д, е при увеличении коллекторного тока постоянная составляющая напряжения на резисторе  $R_K$  в цепи

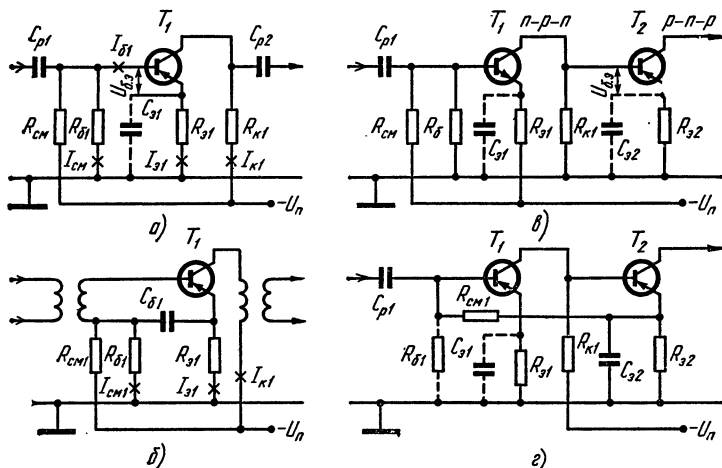


Рис. 15.

коллектора возрастает и напряжение между коллектором и эмиттером уменьшается. Так как коллектор соединен с базой через резистор  $R_{см}$ , то одновременно снижается напряжение между базой и эмиттером, т. е. прямое смещение на эмиттерном переходе. Последнее вызывает уменьшение коллекторного тока. При понижении температуры наблюдается обратное явление. Последние две схемы могут эффективно стабилизировать работу каскада, если сопротивление коллекторной нагрузки постоянному току имеет достаточно большую величину.

**Термокомпенсация.** Включение резисторов в цепи эмиттеров транзисторов мощных каскадов (выходные каскады УНЧ, блоков развертки телевизоров и др.) бывает нецелесообразным, поскольку в этих резисторах теряется значительная часть мощности источника питания и полезного сигнала. Поэтому в подобных каскадах осуществляют термокомпенсацию изменений коллекторного тока с помощью нелинейного элемента с отрицательным ТКЕ, включаемого в цепь смещения на базу (полупроводниковый терморезистор, стабилитрон и т. п.). При этом потери мощности снижаются.

**Расчет стабилизации каскадов с применением линейных резисторов.** Заданными для расчета каскада обычно являются тип транзистора и напряжение питания. Должны быть выбраны и вычислены следующие величины, определяющие режим транзистора по постоянному току:  $I_K$  — постоянная составляющая тока коллектора;  $R_э$  — сопротивление резистора в цепи эмиттера;  $R_б, R_{см}$  — сопротивления делителя напряжения для смещения на базу (рис. 15,  $a - з$ ).

Расчет стабильного маломощного усилительного каскада (УВЧ, УПЧ радиоприемника, предварительный усилитель УНЧ) с включением транзистора по схеме ОЭ производится по формулам из табл. 3 в следующем порядке.

Таблица 3

**Расчет элементов термостабилизации транзисторного каскада**

Параметр	Формула	Номер формулы	Применение формулы для схемы на рис. 15
$U_{к.э}$ не более	$(0,3 \div 0,5) U_{п}$	(1)	$a - з$
$U_э$	$(0,1 \div 0,2) U_{п}$	(2)	$a - з$
$U_K (T_1)$	$U_э (T_2) + U_{б.э} (T_2)$	(3)	$в$
$R_э$	$U_э / I_K$	(4)	$a - з$
$R_{см}$	$\frac{k_1 U_{п}}{I_K (T_1)}$	(5)	$a, б, в$
$R_{см}$	$\frac{U_{к.э} + U_{э1}}{I_K}$	(6)	$з$
$R_б, R_{б1}$	$k_1 \left( 1 + \frac{U_{б.э} (T_1)}{U_{э1}} \right) R_э$	(7)	$a, б, в$
	$k_1 \left( 1 + \frac{U_{б.э}}{U_{э1}} \right) R_э$	(8)	$з$

**Примечание.** Для схемы с германиевым транзистором  $k_1 = 3 \div 5$  и для схемы с кремниевым  $k_1 = 10 \div 25$ .

1. Выбирают величину падения напряжения на транзисторе  $U_{к.э}$  и ток покоя коллектора  $I_K$ , руководствуясь нижеследующими соображениями. Наибольшее усиление каскада со сплавными транзисторами малой мощности (МП35 — МП42, ГТ108А — ГТ108Г, ГТ109А — ГТ109Г и т. п.) можно получить при  $I_K = 1 \div 2$  мА. Вместе с тем при резистивной связи со следующим каскадом ток  $I_{к1}$  должен быть по крайней мере в 2 раза больше входного тока следующего каскада. Чтобы при наибольшей величине сигнала и при повышенной температуре транзистор не входил в насыщение, соотношение между напряжением питания и напряжением  $U_{к.э}$  должно удовлетворять условию (1) табл. 3.



Из соображений надежной работы транзистора величина падения напряжения на нем  $U_{к.э}$  должна быть не более 50%, а ток коллектора и рассеиваемая мощность не более 80% предельно допустимых значений.

Если амплитуда сигнала не превышает десятков милливольт, достаточно иметь  $U_{к.э} = 1 \div 2$  В и  $I_k = 0,3 \div 0,5$  мА.

2. Выбрав величину падения напряжения  $R_э$  на резисторе  $U_э$  в пределах соотношения (2) из табл. 3, определяют сопротивление этого резистора по формуле (4). При этом нужно иметь в виду, что с увеличением сопротивления  $R_э$  стабильность режима каскада улучшается.

В каскодной схеме на транзисторах структуры *n-p-n* и *p-n-p* (см. рис. 15, в) между падением напряжения  $U_{к.т1}$  на коллекторном резисторе  $R_{к1}$  транзистора предыдущего каскада и напряжениями в последующем каскаде должно соблюдаться соотношение (3) табл. 3. Необходимую для подстановки в эту формулу величину напряжения база — эмиттер  $U_{б.э}$  находят по входной характеристике транзистора  $T_2$ . При отсутствии такой характеристики можно принять  $U_{б.э} = 0,1 \div 0,2$  В.

3. При расчете делителя напряжения, с которого подается смещение на базу транзистора  $T_1$  (рис. 15, а — в), нужно иметь в виду, что увеличение тока  $I_{см}$  через делитель и соответственно уменьшение сопротивлений входящих в него резисторов  $R_б$  и  $R_{см}$  также улучшают стабильность работы каскада, но увеличивают расход тока от источника питания, и уменьшают усиление предыдущего каскада при резистивной связи с ним. Удовлетворительная стабильность тока коллектора каскада получится, если сопротивления резисторов делителя для схем по рис. 15, а — в вычислить по формулам (4) — (7) из табл. 3.

4. Выбирают резисторы со стандартными номинальными сопротивлениями, наиболее близкими к полученным расчетом величинам  $R_э$ ,  $R_б$ ,  $R_{см}$ .

**Расчет термокомпенсации каскада с терморезистором.** Термокомпенсация транзисторного каскада основана на том, что влияние температуры на ток коллектора  $I_k$  можно уменьшить, если прямое смещение эмиттерного перехода при повышении температуры будет уменьшаться, и наоборот, ток  $I_k$  германиевого транзистора практически не будет изменяться, если смещение на эмиттерном переходе изменяется на величину  $D_t = -0,002 \div 0,003$  В/°С. Указанное условие можно обеспечить, включая в делитель напряжения смещения на базу терморезистор (рис. 16, а, б) или другой какой-либо нелинейный элемент с отрицательным ТКС, т. е. элемент, сопротивление которого уменьшается с повышением температуры (рис. 16, в). Резистор в цепи эмиттера при этом не нужен, либо он может иметь малое сопротивление.

В схемах на рис. 16, а, б при увеличении температуры падение напряжения на терморезисторе, а значит, и прямое смещение эмиттерного перехода  $U_{б.э}$  будут уменьшаться и наоборот. Наилучшая температурная компенсация достигается при определенном соотношении сопротивлений терморезистора и других резисторов в делителе напряжения.

Для каскадов с термокомпенсацией пригодны малоомные терморезисторы ММТ-9, ММТ-13, СТЗ-17 и т. п. Выбрав терморезистор с номинальным сопротивлением  $R_t$  (сопротивление при температуре

20° С) близким по величине к входному сопротивлению каскада, расчет делителя напряжения производят по следующим формулам:

$$R_6 = \frac{R_T D_t}{-0,9\alpha (-U_{6.9}) - D_t};$$

$$R_{cm} = \frac{R_T R_6 (U_n - U_{6.9})}{(R_T + R_6) U_{6.9}}.$$

Полученные расчетом величины  $R_{cm}$  и  $R_6$  округляют до ближайших стандартных номинальных значений.

Необходимо иметь в виду, что полной компенсации температурных изменений коллекторного тока схема с терморезистором не обеспечивает, так как фактические сопротивления резисторов и

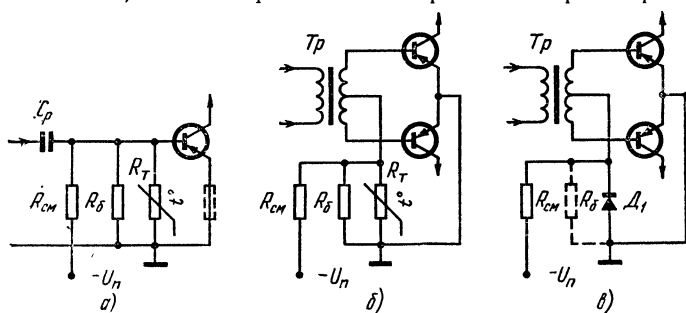


Рис. 16.

терморезисторов отличаются от номинальных и к тому же ТКС последних имеет разброс от образца к образцу одного и того же типонаминала и зависит от температуры.

**Пример.** Рассчитать делитель напряжения цепи базы транзисторного оконечного каскада, работающего в режиме АВ. Дано: напряжение питающей батареи  $U_n = 9$  В, напряжение смещения базы в рабочей точке  $U_{6.9} = 0,11$  В, входное сопротивление транзистора около 150 Ом. Принимаем  $D_t = 0,0025$  В/°С. Выбираем терморезистор ММТ-13 с номинальным сопротивлением 150 Ом, для которого среднее значение  $\alpha = -0,037$  1/°С:

$$R_6 = \frac{150 \cdot 0,0025}{-0,9 (-0,037) \cdot 0,11 - 0,0025} = 315 \text{ Ом};$$

$$R_{cm} = \frac{150 \cdot 330 (9 - 0,11)}{(150 + 330) \cdot 0,11} = 8350 \text{ Ом}.$$

Принимаем стандартные номинальные величины для  $R_6 = 330$  Ом и  $R_{cm} = 8,2$  кОм.

## 1-6. ТЕПЛОВЫЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

При разработке транзисторных схем и их конструктивном воплощении необходимо правильно оценивать количественно не только электрические, но и тепловые режимы полупроводниковых

приборов в аппаратуре. Одним из важнейших условий надежной работы аппаратуры с полупроводниковыми приборами является эффективная отдача ими тепла в окружающее пространство. При плохой, затрудненной теплопередаче  $p$ - $n$  переходы транзисторов и диодов нагреваются до недопустимо высокой температуры, в результате чего нормальная работа полупроводниковых приборов и аппаратуры нарушается.

Всегда нужно стремиться к тому, чтобы полупроводниковые приборы нагревались возможно меньше. Температура переходов транзисторов не должна превышать указанных в табл. 4 величин  $t_{п. макс.}$ .

Количественной характеристикой, показывающей, насколько затруднено рассеивание выделяющегося в транзисторе тепла, является его тепловое сопротивление. При данной рассеиваемой на переходе электрической мощности температура полупроводника в области перехода тем выше, чем больше тепловое сопротивление транзистора. Математически тепловое сопротивление показывает, на сколько градусов повышается температура полупроводника в области перехода, когда на нем рассеивается мощность 1 Вт. Следовательно, тепловое сопротивление имеет размерность  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$  (или  $^{\circ}\text{C}/\text{мВт}$ ).

Маломощные транзисторы, а также и мощные, работающие без дополнительных теплоотводов, характеризуют тепловым сопротивлением между областью электронно-дырочного перехода в полупроводнике и окружающей транзисторы средой (воздухом). Это так называемое общее тепловое сопротивление зависит от конструкции транзистора; обозначают его  $R_{т. п. с.}$ . Значения этого параметра для транзисторов, работающих в условиях нормального атмосферного давления окружающего воздуха без радиаторов, не превышает значений, указанных в табл. 4.

**Допускаемая мощность, рассеиваемая транзистором без радиатора.** Если температура окружающей среды (внутри аппаратуры) не превышает граничной для данного транзистора величины  $t_{с. гр}$  (см. табл. 4), то предельную мощность, которую может рассеивать транзистор в этих условиях без радиатора, можно взять непосредственно из графы  $P_{макс}$  упомянутой таблицы. Если же температура окружающей среды превышает граничную ( $t_{с} > t_{с. гр}$ ), то допустимую мощность рассеяния транзистора без радиатора определяют по формуле

$$P_{к. макс} = \frac{t_{п. макс} - t_{с}}{R_{т. п. с.}}.$$

**Максимально допускаемая мощность, рассеиваемая транзистором с радиатором.** Эффективное использование транзисторов большой мощности возможно лишь при условии, что они смонтированы на радиаторах — металлических пластинах или металлических конструкциях иной формы, способствующих отдаче тепла от транзисторов в окружающую среду. В качестве радиатора часто используют монтажное металлическое шасси (корпус) аппарата.

Тепло от электронно-дырочного перехода передается корпусу транзистора, он отдает тепло радиатору, а последний рассеивает его в окружающее пространство. (Внешняя поверхность корпуса транзистора значительно меньше поверхности радиатора, и поэтому долю тепла, рассеиваемого в пространство самим транзистором, можно не учитывать).

Таблица 4

Предельно допускаемые температуры, мощности рассеяния и общие тепловые сопротивления транзисторов

Тип транзистора	$t_{п. макс},$ °C	$R_{п. с},$ °C/мВт	$P_{к. макс},$ мВт	$t_{с. гр.},$ °C	$t_{с. макс},$ °C
<b>Германиевые транзисторы</b>					
ГТ108А — ГТ108Г	80	0,8	75	20	55
ГТ109А — ГТ109Г	80	1,8	30	20	55
ГТ308А — ГТ308Г	85	0,25	150	45	70
ГТ309А — ГТ309Е	70	1,0	50	20	55
ГТ310А — ГТ310Е	75	2,0	20	30	55
ГТ311А — ГТ311Д	85	0,4	150	25	60
ГТ313А, ГТ313Б	85	0,66	100	25	55
ГТ320А — ГТ320В	90	0,23	200	45	70
ГТ321А — ГТ321Е	85	0,25	160	45	60
ГТ322А — ГТ322Е	60	0,7	50	25	55
ГТ323А — ГТ323В	100	0,27	250	25	60
ГТ402А, ГТ402Б	85	0,1	600	25	55
ГТ403А — ГТ403И	85	0,1	600	25	70
ГТ404А — ГТ404Г	85	0,1	600	25	55
ГТ905А, ГТ905Б	85	0,05	1 200	25	55
П4АЭ — П4ДЭ	90	0,035	2 000	20	70
П8 — П11, П13 — П15А, МП13 — МП15А	85	0,2	150	55	70
П16 — П16Б, МП16 — МП16Б	85	0,2	200	45	70
МП20А — МП21Е	85	0,33	150	35	60
МП25 — МП26Б	75	0,2	200	35	60
П27 — П28	85	1,0	30	60	60
МП35 — МП41А	85	0,2	150	55	70
МП42 — МП42Б	85	0,2	200	45	70
П201Э — П203Э	85	0,04	1 000	50	70
П213А — П214Г	85	0,035	1 000	40	70
П401 — П403А, П414 — П415Б	85	0,66	100	20	60
П416 — П416Б	85	0,4	100	45	60
П422, П423	70	0,5	100	20	55
П601 — П602АИ, П605 — П609А	85	0,05	50	60	60
<b>Кремниевые транзисторы</b>					
КТ104А — КТ104Г	120	0,4	150	60	100
КТ118А — КТ118В	150	0,4	100	110	125
КТ201А — КТ201Д	150	0,5	150	75	100
КТ301 — КТ301Ж	120	0,4	150	60	85
КТ306А — КТ306Д	150	0,4	150	90	100
КТ307А — КТ307Г	100	3,0	15	55	85
КТ312А — КТ312В	150	0,4	225	60	85
КТ315А — КТ315Г	120	0,63	150	25	100

Тип транзистора	$t_{п. макс},$ °C	$R_{тп. с},$ °C/мВт	$P_{к. макс},$ мВт	$t_{с. гр},$ °C	$t_{т. макс},$ °C
КТ316А — КТ316Д	150	0,5	150	75	100
КТ319А — КТ319В	80	4,0	15	25	70
КТ324А — КТ324Е	100	3,0	15	55	85
КТ325А — КТ325Д	150	0,4	225	60	120
КТ326А, КТ326Б	150	0,6	200	30	120
КТ343А — КТ343Г	150	0,44	150	85	85
КТ349А — КТ349В, КТ350А, КТ351А, КТ351Б, КТ352А, КТ352Б	150	0,33	200	85	85
КТ603А, КТ603Б	150	0,2	500	50	85
КТ605А, КТ605Б	150	0,3	400	20	100
МП101 — МП106, МП111 — МП116	150	0,5	150	70	100
ПЗ02 — ПЗ04, ПЗ06, ПЗ06А	120	0,1	1 000	20	85

Для конструирования радиатора необходимо знать:

1. Тепловое сопротивление транзистора  $R_{тп. к}$ , т. е. между коллекторным переходом и корпусом транзистора. Максимально возможные его значения для транзисторов большой мощности указаны в табл. 5.

2. Тепловое сопротивление корпус транзистора — радиатор  $R_{тк. р}$ ; оно зависит от качества «теплового контакта» между транзистором и радиатором.

3. Тепловое сопротивление радиатор — окружающая среда  $R_{тр. с}$ ; оно зависит главным образом от поверхности радиатора и ее состояния. Сокращенно его называют тепловым сопротивлением радиатора.

Общее тепловое сопротивление системы электронно-дырочный переход — корпус транзистора — радиатор — окружающая атмосфера является арифметической суммой всех перечисленных тепловых сопротивлений, т. е.

$$R_{тп. с} = R_{тп. к} + R_{тк. р} + R_{тр. с}.$$

Транзистор с внутренним тепловым сопротивлением  $R_{тп. к}$ , смонтированный на радиаторе с тепловым сопротивлением  $R_{тк. р}$ , при температуре окружающего воздуха  $t_c$  длительное время может рассеивать мощность

$$P_k = \frac{t_{п. макс} - t_c}{R_{тп. к} + R_{тк. р} + R_{тр. с}}.$$

Следовательно, радиатор, при котором на транзисторе рассеивается мощность  $P_k$  не более заданной при температуре окружающей атмосферы  $t_c$ , должен иметь тепловое сопротивление не менее

$$R_{тр. с} = \frac{t_{п. макс} - t_c}{P_k} - (R_{тп. к} + R_{тк. р}).$$

Таблица 5

Предельно допускаемые температуры, мощности рассеяния и тепловые сопротивления транзисторов при монтаже их на тепловодах

Тип транзистора	$t_{п. макс.}, ^\circ C$	$R_{t. п. к.}, ^\circ C/Вт$	$P_{к. макс.}, Вт$	$t_{к. гр.}^*, ^\circ C$
<b>Германиевые транзисторы</b>				
ГТ403А — ГТ403Ж	85	15,0	2,0	55
ГТ404А — ГТ404Г	85	15,0	2,0	55
ГТ701А	85	1,2	50	25
ГТ703А — ГТ703Д	85	3,0	15	40
ГТ804А — ГТ804В	65	3,0	15	20
ГТ805А — ГТ806В	85	2,0	30	25
ГТ905А, ГТ905Б	85	9,0	6	30
П4АЭ — П4ДЭ	90	2,0	20	40
П201Э — П203Э	85	4,0	10	45
П210Б, П210В	70	1,0	45	25
П213, П214Б	85	3,5	11	45
П213А, П213Б, П214, П214А, П214В, П214Г, П215	85	4,0	10	45
П216Б — П216Д, П217В, П217Г	85	2,5	24	25
П601И — П602АИ, П605 — П609А	85	15,0	1,5	40
<b>Кремниевые транзисторы</b>				
КТ601	150		0,5	
КТ602А — КТ602Г	150	45,0	2,8	20
КТ603А — КТ603Е	120	140	0,5	50
КТ604А, КТ604Б	150	40,0	3,0	20
КТ605А, КТ605Б	150	40,0	3,0	30
КТ606А, КТ606Б	120	44	2,5	40
КТ903А, КТ903Б	115	3,33	9,0	85
КТ904А, КТ904Б	120	16,0	5,0	40
КТ907А, КТ907Б	120	7,5	13,5	25
КТ908А, КТ908Б	150	2,0	50,0	50
КТ801А, КТ801Б	150	20	5,0	55
КТ802А	150	2,5	50	25
КТ805А, КТ805Б	150	3,3	30	50
КТ807А — КТ807Б	120	5,0	10	70
П302	120	10,0	7,0	50
П303 — П304, П306, П306А	150	10,0	10	50
П701 — П701Б	150	10,0	10	50

\* Предельная температура корпуса транзистора, при которой в «идеальных» условиях отвода тепла (т. е. когда  $R_{t. к. с} = 0$ ) может рассеиваться мощность  $P_{к. макс.}$ .

Значение допускаемой температуры перехода  $t_{п. макс}$  и величину теплового сопротивления транзистора  $R_{т п. к}$  для намеченного к применению транзистора берут из табл. 5.

Конструкторы аппаратуры встречаются обычно наибольшие трудности в определении значения параметра  $R_{т п. к}$ . Поверхность корпуса транзистора прилегает к поверхности радиатора (монтажной панели, шасси) не всеми точками, даже если эти поверхности хорошо пришлифованы друг к другу. Между ними кое-где будут небольшие ухудшающие теплопередачу зазоры, влияние которых на величину  $R_{т к. р}$  учесть трудно.

По схемным условиям нередко необходимо изолировать корпус транзистора от монтажной панели (радиатора). Помещаемая с этой целью между транзистором и панелью изоляционная прокладка увеличивает тепловое сопротивление  $R_{т к. р}$ . Если транзистор изолировать от панели слюдяной пластинкой, имеющей толщину 60—140 мкм, будем иметь  $R_{т к. р} = 1,6 \div 2$  °C/Вт. При использовании пленки из лавсана или фторопласта-4 толщиной 10 мкм получим  $R_{т к. р} \approx 1$  °C/Вт.

В связи с этим всегда желательно крепить транзистор непосредственно на радиаторе, изолируя последний от монтажной панели. Если при этом зазор между транзистором и радиатором заполнить невысыхающим маслом (например, веретенным, силиконовым) или проложить между ними мягкую свинцовую фольгу, то можно получить  $R_{т к. р} = 0,5$  °C/Вт.

**Пример.** Транзистор П213А, для которого согласно табл. 4  $t_{п. макс} = 85$  °C и  $R_{т п. к} = 4$  °C/Вт, должен рассеивать мощность 4 Вт. Температура внутри аппаратуры может достигать величины 50 °C. Определить минимально необходимое значение  $R_{т р. с}$ .

Принимая  $R_{т к. р} = 1$  °C/Вт, имеем:

$$R_{т р. с} = \frac{85 - 50}{4} - (4 + 1) \approx 4 \text{ °C/Вт.}$$

**Расчет плоского радиатора.** Чтобы радиатор в виде вертикальной алюминиевой или алюминиевой необработанной пластины, имеющей форму, близкую к квадрату, свободно обтекаемой воздухом с одной стороны (транзистор смонтирован в середине пластины), имел тепловое сопротивление не менее заданного  $R_{т р. с}$ , радиатор должен иметь площадь в квадратных сантиметрах

$$S = \frac{1600}{R_{т р. с}}.$$

Толщина пластины должна быть не меньше 1/40—1/50 ее длины (ширины). Вертикальный радиатор, изготовленный из отпескоструенного алюминия или необработанной меди, может иметь на 25% меньшую площадь. Если свободно обтекаются воздухом обе стороны вертикальной пластины, то ее площадь можно уменьшить вдвое. При горизонтальном расположении пластины ее площадь необходимо взять на 40% большей.

**Пример.** Радиатор квадратной формы из необработанного алюминия, свободно обтекаемый воздухом со всех сторон, с тепловым

сопротивлением  $R_{\text{т.с}} = 4 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$  (данные предыдущего примера) при вертикальном расположении должен иметь площадь

$$S = \frac{1600}{4 \cdot 2} = 200 \text{ см}^2.$$

Длина и ширина такого радиатора будут равны  $\sqrt{200} = 14 \times 14 \text{ см}$ . Его следует изготовить из алюминия толщиной  $14 : 40 = 0,35 \text{ см} = 3,5 \text{ мм}$ .

### 1-7. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Когда в коллекторную цепь транзистора, используемого в качестве ключа или работающего в импульсном режиме, включена обмотка электромагнитного реле, обмотка трансформатора, дроссель или иная нагрузка, имеющая индуктивную составляющую, то нарастание тока в цепи дополнительно замедляется действием э. д. с. самоиндукции. Когда же ток коллектора резко уменьшается, то на такой нагрузке могут возникнуть значительные импульсы напряжения, способные пробить транзистор.

Эффективным способом защиты транзистора от перегрузок по напряжению является включение параллельно индуктивной нагрузке демпфирующего диода. В случае транзистора структуры

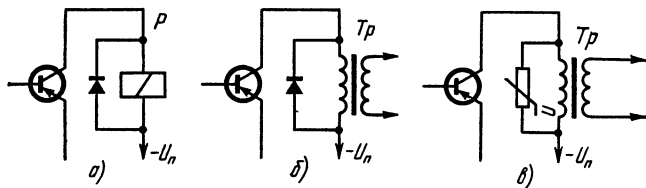


Рис. 17.

*p-n-p* диод нужно включать так, чтобы его пропускное направление было от минуса источника питания к коллектору (рис. 17, а, б).

Вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики диода при возникновении на нагрузке значительной э. д. с. самоиндукции сопротивление диода резко уменьшается, на нем поглощается большая часть энергии, и в результате напряжение в коллекторной цепи транзистора ограничивается. Диод выбирают с такими параметрами, чтобы его шунтирующим действием при относительно низких напряжениях можно было бы пренебречь. Иногда последовательно с диодом включают непроволочный резистор.

С целью ограничения импульсов напряжения параллельно индуктивной нагрузке включают часто варистор (рис. 17, в). В частности, с помощью варисторов ограничивают импульсы напряжения обратного хода в коллекторных цепях выходных каскадов кадровой развертки телевизоров. Для относительно низкого напряжения, действующего во время прямого хода кадровой развертки, сопротивление варистора чрезвычайно велико, и поэтому его шунтирую-



щим действием на трансформатор можно пренебречь. Под воздействием импульса обратного хода сопротивление варистора резко понижается, он поглощает большую часть энергии импульса, и тем самым напряжение последнего ограничивается.

## РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

### Схемы генераторов электрических колебаний

#### 2-1. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

В автогенераторах транзисторы обычно включают по схеме ОБ или ОК, так как в первом случае выходное сопротивление, а во втором входное сопротивление транзистора имеют большую

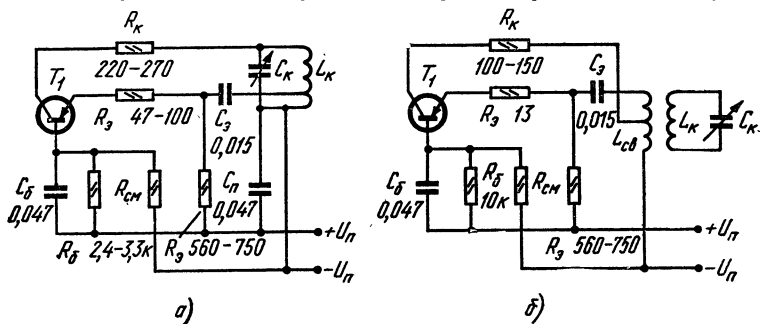


Рис. 18.

величину и оно вносит в резонансный контур небольшое затухание (добротность контура уменьшается незначительно), что способствует улучшению стабильности частоты и амплитуды генерируемых колебаний.

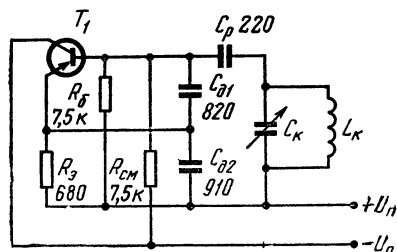


Рис. 19.

Влияние изменений параметров транзистора на частоту уменьшают, включая резисторы в цепь коллектора и эмиттера. Для повышения стабильности частоты автогенераторы питают через стабилизаторы напряжения.

В генераторах на частоты 100 кГц — 2 МГц широко применяют трехточечные схемы.

Оптимальная величина положительной обратной связи в схеме индуктивной трехточки (рис. 18, а, б) устанавливается выбором места положения отвода от витков катушки  $L_1$ , а в схеме трехточки с емкостным делителем (рис. 19) — выбором отношения емкостей  $C_{д1}/C_{д2}$ .

На частотах 30—240 МГц хорошо работают генераторы по схеме на рис. 20, где оптимальная величина обратной связи устанавливается подбором емкости конденсатора  $C_0$ , включенного между коллектором и эмиттером транзистора.

Во всех схемах генераторов следует применять транзисторы с граничной частотой  $f_T$  в 2—3 раза выше рабочей частоты.

Отбор мощности от генераторов можно производить с помощью индуктивной или емкостной связи. Чтобы нагрузка возможно меньше влияла на генерируемую частоту, связь должна быть слабой.

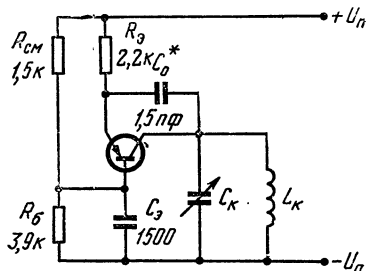


Рис. 20.

## 2-2. ГЕНЕРАТОР КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ

Генератор качающейся частоты по схеме на рис. 21 [Л. 6] можно использовать для налаживания и снятия частотных характеристик УПЧ (465 кГц) радиовещательных приемников.

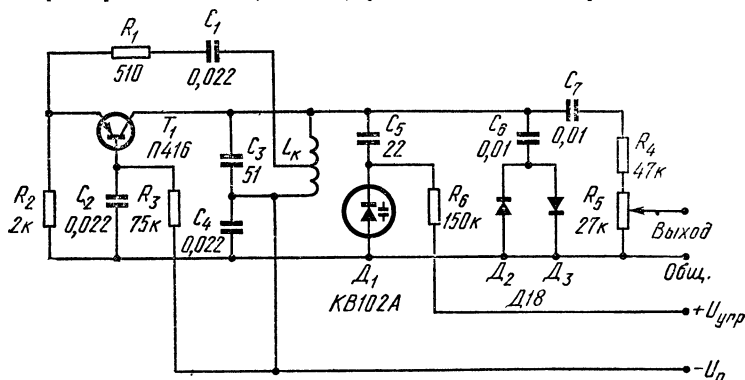


Рис. 21.

В колебательный контур генератора входят катушка  $L_K$ , емкость варикапа  $D_1$ , конденсаторы  $C_3$ ,  $C_5$  и емкость коллекторного перехода транзистора, который включен по схеме ОБ. Напряжение обратной связи подается в цепь эмиттера с части витков катушки

контура, что уменьшает шунтирующее действие контура цепью эмиттера.

Перестройка частоты генератора осуществляется изменением напряжения  $U_{упр}$ , подаваемого на варикап через резистор  $R_6$ . При амплитуде управляющего пилообразного напряжения  $U_{упр} = 10$  В частота генератора «качается» в пределах 350—500 кГц. Напряжение на контуре генератора поддерживается на уровне около 0,5 В двусторонним ограничителем на диодах  $D_1$  и  $D_2$ .

### 2-3. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Генератор по схеме на рис. 22 работоспособен на частотах до 100 МГц при условии, что в нем применены транзисторы с граничной частотой в 1,5—2 раза выше рабочей частоты генератора.

Транзистор  $T_1$  работает в автогенераторе,  $T_2$  — в буферном каскаде. Оба транзистора включены по схеме ОК. Автогенераторный каскад выполнен по трехточечной схеме с емкостным делителем, состоящим из конденсаторов постоянной емкости  $C_1$  и  $C_2$ . Конденсаторы эти образуют емкостную ветвь колебательного контура, а кварцевый резонатор его индуктивную ветвь. Генерируемая ча-

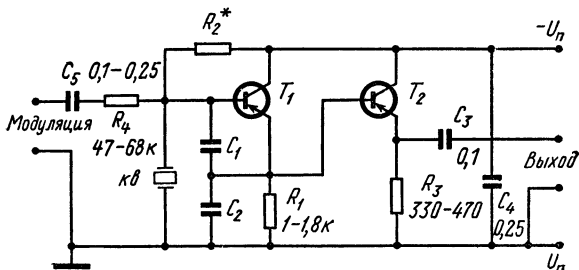


Рис. 22.

стота ниже частоты параллельного резонанса кварцевого резонатора (только при этом условии его реактивное сопротивление имеет индуктивный характер).

Нагрузкой генераторного каскада по постоянному току является включенный в цепь эмиттера резистор  $R_1$ . Резистор смещения на базу должен иметь сопротивление величиной  $R_2 \approx R_1 h_{21Э}$  (т1).

Междукаскадная связь непосредственная. Резистор  $R_3$  является нагрузкой буферного каскада по постоянному току. Внешняя нагрузка подключается к генератору через конденсатор  $C_3$ .

Амплитудную модуляцию генератора можно осуществить, подавая НЧ сигнал с напряжением величиной нескольких милливольт, но не более 1 В, в цепь базы транзистора  $T_1$  через резистор  $R_4$  и конденсатор  $C_5$ .

Коэффициент передачи тока  $h_{21Э}$  транзистора  $T_1$  должен быть не менее 50 и транзистора  $T_2$  не менее 20. Блокировочный и разде-

лительный конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  должны иметь примерно следующие емкости: не менее 0,1 мкФ при работе на частотах до 100 кГц, не менее 0,01 мкФ при работе на частотах порядка 1 МГц, 1 000 пФ на частотах порядка 100 МГц.

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  в делителе напряжения должны обладать примерно такими емкостями: 510 пФ при работе на частотах порядка 100 кГц, 200 пФ при частотах порядка 1 МГц и 20 пФ на частотах порядка 10 МГц. На более высоких частотах емкости этих конденсаторов должны быть подобраны опытным путем в пределах до 10 пФ, в некоторых случаях один из конденсаторов делителя может вообще отсутствовать. Емкости конденсаторов и сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_3$  не критичны. Генератор устойчиво работает при напряжениях питания 1,5—9 В. При напряжении 1,5 В он потребляет ток величиной 1,2—1,5 мА, а при 4,5 В — ток величиной 3—3,5 мА (при использовании транзисторов П403, П403А, П423 и т. п.).

## 2-4. ГЕНЕРАТОРЫ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Генераторы колебаний звуковых частот чаще всего выполняют по схемам  $RC$ -генераторов, так как при использовании  $LC$ -контуров необходимы относительно громоздкие катушки индуктивности и трудно выполнить их с высокой добротностью.

$RC$ -генератор представляет собой одно-двухкаскадный усилитель с частотно-зависимой обратной связью с выхода его на вход через цепь (или мост) из конденсаторов и резисторов. Цепь обратной

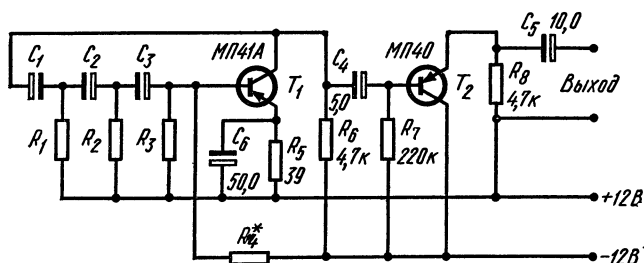


Рис. 23.

связи обеспечивает необходимый для самовозбуждения колебаний сдвиг фаз только по одной определенной частоте, которая зависит от емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, образующих упомянутую цепь. При соответствующем выборе элементов схемы и режима работы генератора можно получить практически синусоидальные колебания.

**Цепочный генератор** (рис. 23). Транзистор  $T_1$ , включенный по схеме ОЭ, работает в автогенераторе, а транзистор  $T_2$ , включенный по схеме ОК, — в буферном каскаде. Частотно-зависимая обратная связь вводится в цепь базы транзистора  $T_1$  из цепи его коллектора через фазовращающую цепочку, образуемую конденсаторами  $C_1$  —  $C_4$  и резисторами  $R_1$   $R_4$ . Задача буферного каскада — устранение влия-

ния нагрузки, включенной в гнезда «Выход», на режим задающего генератора. Частота генерируемых колебаний

$$f = \frac{65 \cdot 10^3}{R_1 C_1},$$

где  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ , мкФ;  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , Ом.

Резистор  $R_4$  подбирается при налаживании генератора; сопротивление его должно быть примерно в  $h_{21Э}$  раз больше сопротивления резистора  $R_3$ .

Генератор с мостом Вина (рис. 24) содержит двухкаскадный усилитель, первый каскад которого выполнен на составном транзисторе  $T_1 T_2$ , а второй — на транзисторе  $T_3$ . Все транзисторы включены по схеме ОЭ, междукаскадная связь непосредственная. Частотно-зависимая обратная связь осуществляется с помощью

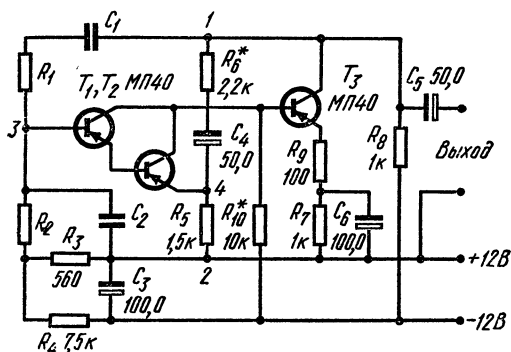


Рис. 24.

моста Вина. Одно его плечо  $C_1 R_1$ , второе —  $C_2 R_2 R_3$ , третье —  $C_4 R_6$ , четвертое —  $R_5$ . На одну диагональ моста (точки 1—2) поступает сигнал из коллекторной цепи транзистора  $T_3$ , а к другой диагонали моста (точки 3—4) подключены база и эмиттер составного транзистора  $T_1 T_2$ . Частоту генерируемых колебаний определяют по формуле

$$f = \frac{160 \cdot 10^3}{C_1 R_1}.$$

При этом необходимо соблюдение условий:

$$R_2 + R_3 = q R_1; \quad C_2 = C_1 / q,$$

где  $q = 0,5—2,5$ . В последних формулах емкости конденсаторов выражены в микрофарадах, сопротивления резисторов в омах и частота в герцах.

Цепь  $C_3 R_4$ , шунтирующая резистор  $R_3$ , практически не влияет на частоту генерируемых колебаний, так как полное ее сопротивление значительно больше сопротивления резистора  $R_3$ .

Наилучшую синусоидальную форму генерируемых колебаний устанавливают подбором сопротивления резистора  $R_6$ .

Генератор с переменной частотой (рис. 25) также содержит два каскада с частотно-зависимой обратной связью с выхода на вход с помощью моста Вина, в который здесь входят двоянный переменный резистор  $R_2R_3$ , постоянные резисторы  $R_1, R_4 - R_6$  и конденсаторы  $C_1 - C_8$  и  $C_{10}$ . Включенная параллельно резистору  $R_4$  цепь из конденсатора  $C_9$  и резистора  $R_7$  практически не влияет на частоту, так как полное сопротивление этой цепи существенно больше сопротивления резистора  $R_4$ .

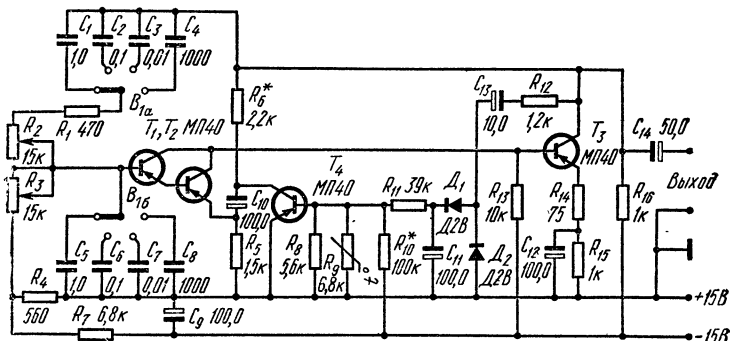


Рис. 25.

Переключением конденсаторов  $C_1 - C_8$  изменяют диапазон генерируемых частот, а двоянным резистором  $R_2R_3$  производят точную установку требуемой частоты в следующих пределах:

Включенные конденсаторы	Диапазоны частот
$C_1$ и $C_5$ (по 1 мкФ)	10—100 Гц
$C_2$ и $C_6$ (по 0,1 мкФ)	100 Гц—1 кГц
$C_3$ и $C_7$ (по 0,01 мкФ)	1—10 кГц
$C_4$ и $C_8$ (по 1 000 пФ)	10—50 кГц

Если применить переменные резисторы с логарифмической зависимостью сопротивления от угла поворота оси (кривая вида  $B$ ), градуировка их шкалы будет линейной почти по всей длине шкалы.

Резисторы  $R_8, R_5$ , конденсатор  $C_{10}$  и промежуток коллектор — эмиттер транзистора  $T_4$  образуют цепь стабилизирующей отрицательной обратной связи с выхода генератора в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ .

Эмиттерный переход транзистора  $T_4$  получает начальное прямое смещение с делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_8, R_{10}$  и терморезистора  $R_9$  типа ММТ-1. Вместе с тем на этот переход через резистор  $R_{11}$  поступает смещение обратного знака, получаемое в результате выпрямления диодами  $D_1$  и  $D_2$  типа Д2В переменного напряжения с выхода генератора.

При увеличении уровня выходного напряжения выпрямленное диодами напряжение также увеличивается, результирующее прямое смещение на эмиттерном переходе транзистора  $T_4$  уменьшается, динамическое сопротивление между его коллектором и эмиттером

возрастает, оно слабее шунтирует резистор  $R_8$  в цепи эмиттера транзистора  $T_2$ , и глубина отрицательной обратной связи увеличивается. При уменьшении выходного напряжения описанный процесс имеет обратный характер. В результате при неизменной окружающей температуре величина выходного напряжения генератора поддерживается во всем диапазоне частот почти постоянной на уровне около 1 В.

Только в начале частотных шкал, где нарушается их линейность, стабильность ухудшается. Поэтому рекомендуется ввести ограничительный стопор к резистору  $R_2R_3$ , исключающий нелинейные участки из рабочих диапазонов.

При изменении температуры в пределах 10—40 °С выходное напряжение изменяется не более чем на 0,2%/°С, а при изменении питающего напряжения не более чем на 1,5%/В.

Коэффициент гармоник выходного напряжения хорошо отрегулированного генератора не превышает 1%. Регулировку его следует производить при помощи осциллографа, включенного на выход. Если наблюдается одностороннее ограничение синусоиды, сопротивление резистора  $R_{13}$  нужно увеличить.

Сопrotивление выходной нагрузки генератора должно быть не менее 1,5 кОм. Для регулировки выходного напряжения можно использовать потенциометр сопротивлением не менее 5 кОм или аттенуатор (делитель напряжения).

## 2-5. ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ

Генератор состоит из мультивибратора на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  с усилителем на транзисторе  $T_3$  (рис. 26). На гнездах «Выход 1» получают прямоугольные импульсы величиной до 2 В, а на гнездах «Выход 2» — пилообразные. Частота следования импульсов зависит от емкости конденсатора, включенного параллельно резистору  $R_1$ . При его сопротивлении 100 кОм генератор позволяет получить девять фиксированных частот:

При $C_1=0,47$ мкФ . . . . .	Около 30 Гц
» $C_2=0,3$ мкФ . . . . .	» 150 Гц
» $C_3=0,1$ мкФ . . . . .	» 500 Гц
» $C_4=0,05$ мкФ . . . . .	» 1 кГц
» $C_5=0,02$ мкФ . . . . .	» 2,2 кГц
» $C_6=6\,800$ пФ . . . . .	» 7,5 кГц
» $C_7=3\,900$ пФ . . . . .	» 10 кГц
» $C_8=2\,000$ пФ . . . . .	» 15 кГц
» $C_9=1\,000$ пФ . . . . .	» 30 кГц

Мультивибратор, представляющий собой двухкаскадный усилитель постоянного тока с межкаскадной связью по току с помощью резистора  $R_7$ , включенного в общую цепь эмиттеров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , может находиться в двух состояниях.

1. Транзистор  $T_1$  заперт положительным потенциалом на его базе по отношению к эмиттеру, создаваемым падением напряжения на резисторе  $R_7$ . Транзистор  $T_2$  в это время открыт, так как его база имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру (транзистор находится в состоянии насыщения). Эмиттерный ток транзи-

стора  $T_2$ , проходящий по резистору  $R_7$ , создает падение напряжения на этом резисторе, используемое как положительное смещение базы транзистора  $T_1$ .

2. Потенциалы на базах транзисторов имеют обратные знаки по сравнению с первым случаем, вследствие чего в состоянии насыщения находится транзистор  $T_1$  (отперт), а транзистор  $T_2$  заперт.

Предположим, что схема находится в первом состоянии. При этом один из конденсаторов  $C_1$ — $C_9$  (в зависимости от положения переключателя) заряжается от источника питания через резистор  $R_2$ . В процессе заряда на верхней по схеме обкладке конденсатора возрастает отрицательный потенциал по отношению к нижней обкладке. Когда величина напряжения на конденсаторе превысит величину

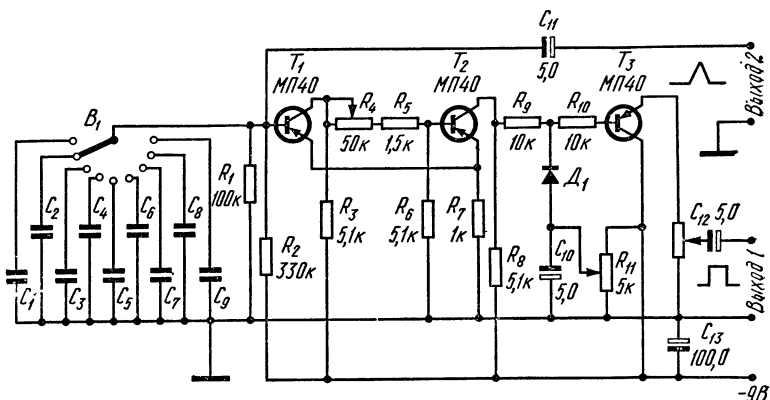


Рис. 26.

падения напряжения на резисторе  $R_7$ , начнется процесс отпирания транзистора  $T_1$ : в его коллекторной цепи появится ток. Вследствие этого напряжение между резисторами  $R_3$  —  $R_6$  будет перераспределяться, отрицательное смещение эмиттерного перехода транзистора  $T_2$  уменьшится, и он выйдет из состояния насыщения. Это поведет к уменьшению падения напряжения на резисторе  $R_7$  и как следствие к дальнейшему развитию процесса отпирания транзистора  $T_1$ . Процесс этот развивается лавинообразно: транзистор  $T_2$  быстро переходит в состояние «заперт», транзистор  $T_1$  в состояние «отперт» и конденсатор  $C_1$  ( $C_2$  —  $C_9$ ) быстро разряжается через эмиттерный переход последнего. В результате величина прямого смещения эмиттерного перехода транзистора  $T_1$  уменьшается, затем это смещение меняет знак, транзистор  $T_1$  снова запирается, и транзистор  $T_2$  отпирается.

После этого снова начинается заряд включенного конденсатора через резистор  $R_2$ , и далее описанный процесс периодически повторяется. Длительность описанного цикла, а значит, и частота генерируемых колебаний при данных сопротивлении резисторов в схеме зависят от емкости включенного конденсатора, т. е. от положения переключателя  $B_1$ .



Коллектор транзистора  $T_2$  соединен через резисторы  $R_9$  и  $R_{10}$  базой транзистора  $T_3$  усилительного каскада, который выполнен по схеме ОК. С помощью потенциометра  $R_{12}$ , включенного в цепь эмиттера транзистора  $T_3$ , можно регулировать напряжение на выходе  $I$ . Форму прямоугольных импульсов на этом выходе улучшает елочка  $D_1$ ,  $C_{10}$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ . С помощью потенциометра  $R_{11}$  можно изменять величину смещения на диоде  $D_1$  и тем самым корректировать форму импульсов на выходе  $I$ .

## 2-6. ГЕНЕРАТОР ТОКА ПОДМАГНИЧИВАНИЯ ДЛЯ МАГНИТОФОНА

Генератор собран по двухтактной схеме на двух транзисторах МП41 (рис. 27) и дает колебания с малым коэффициентом гармоник; частота его колебаний  $45 \pm 5$  кГц определяется параметрами контура,

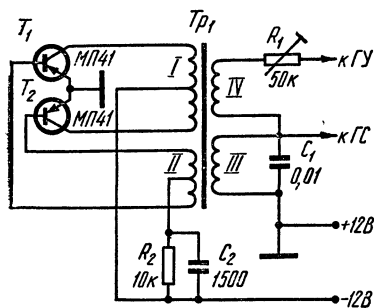


Рис. 27.

рами контура, образуемого обмоткой  $III$  трансформатора и конденсатором  $C_1$ . С помощью переменного резистора  $R_1$  устанавливают величину тока подмагничивания в обмотке магнитной головки во время записи.

Данные трансформатора  $Tr_1$ : сердечник ферритовый ОБ-20; обмотки:  $I$  —  $35 + 35$  витков ПЭВ-2 0,18;  $II$  —  $20 + 20$  витков ПЭВ-2 0,12;  $III$  — 90 витков ПЭВ-2 0,18;  $IV$  — 50 витков ПЭВ-2 0,12.

## РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

### Схемы для ВЧ трактов транзисторных радиоприемников

#### 3-1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Применение той или иной схемы в транзисторном приемнике зависит от следующих предъявляемых к нему требований: диапазоны частот (волн), в которых должен осуществляться радиоприем; чувствительность — параметр, определяющий возможность приема слабых сигналов радиостанций; громкость и качество звуковоспроизведения, зависящие от выходной мощности и воспроизводимой приемником полосы частот; вид конструктивного оформления, размеры и масса приемника; вид источника электропитания, экономичность; дополнительные требования: наличие регулятора

тембра, возможность воспроизведения грамзаписей, записи принятых сигналов на магнитофон и т. п.

Многие из этих показателей находятся во взаимной зависимости. Так, например, уменьшение размеров приемника и снижение потребления электроэнергии ведут к ограничению громкости звуковоспроизведения, к сужению полосы воспроизводимых звуковых частот, затрудняют конструирование многодиапазонного радиоприемника.

Современные транзисторные радиовещательные приемники можно условно разделить на пять основных групп, для каждой из которых характерна известная общность структурных и функциональных схем и условий применения.

1. Микроприемники в виде брелока, медальона и т. п. (по назначению преимущественно сувениры). Их масса обычно не более 25—50 г. Работают только в диапазонах ДВ и СВ. Звуковоспроизведение через ушную телефон.

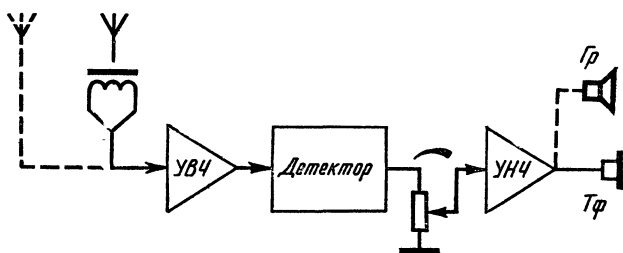


Рис. 28.

2. Карманные приемники имеют те же диапазоны, что и микроприемники; в некоторых приемниках — дополнительно диапазон КВ. Масса 100—150 г. Звуковоспроизведение через малогабаритный громкоговоритель, обычно с качеством не выше третьего класса.

3. Громкоговорящие переносные приемники вида «сумочка», «чемоданчик» рассчитаны для приема во всех радиовещательных диапазонах (ДВ, СВ, КВ, УКВ). Звуковоспроизведение по классу I — III.

4. Стационарные приемники и радиолы в настольном или напольном оформлении обеспечивают прием передач во всех радиовещательных диапазонах. Звуковоспроизведение по классам от третьего до высшего, в том числе стереофоническое.

5. Автомобильные приемники изготавливаются в различных вариантах. Наиболее совершенные приемники работают на всех радиовещательных диапазонах.

Особое место занимают комбинированные устройства: магнитолы, телерадиолы и тому подобная аппаратура, в конструкцию которой может входить радиоприемник той или иной группы (класса).

Микроприемники выполняют только по простым схемам, содержащим минимальное число радиокомпонентов, а именно по схемам прямого усиления (рис. 28) с аperiodическими каскадами УВЧ, с применением микротранзисторов и малогабаритных деталей или

интегральных схем. Радиолюбители иногда применяют в микроприемниках рефлексные схемы, где одни и те же транзисторы работают в каскадах УВЧ и предварительного усиления УНЧ. Прием осуществляется на малогабаритную ферритовую антенну, встроенную в приемник.

Микроприемники, содержащие по два-три каскада УВЧ и такие же количества каскадов УНЧ без положительной обратной связи на высокой частоте, обладают чувствительностью по электромагнитному полю порядка 30—60 мВ/м, давая возможность принимать относительно близкие радиовещательные станции. Поскольку в этих приемниках имеется только по одному резонансному контуру (контур ферритовой антенны), их избирательность невысока: при настройке контура на  $\pm 30$  кГц сигнал ослабляется только на 6—10 дБ. Введение положительной обратной связи позволяет улучшить как чувствительность, так и избирательность приемника.

При приеме на ушной телефон полосу воспроизводимых частот примерно 300—3 000 Гц. Для нормальной работы телефона ТМ-2М или ТМ-4 достаточна выходная мощность приемника порядка 0,1—0,3 мВт.

Питание микроприемников осуществляют от батарей напряжением 2,5—3 В, составленных из малогабаритных аккумуляторных элементов типа Д0,1, оксидно-ртутных или сухих гальванических элементов.

**Карманные приемники.** Размер карманного приемника определяет само его название. Если приемник рассчитывается для приема только в диапазонах ДВ и СВ, то в нем может быть применена схема прямого усиления с аperiodическими каскадами УВЧ (рис. 28) либо супергетеродинная схема (рис. 29). Приемники с диапазоном КВ строят только по супергетеродинным схемам.

Для повышения компактности монтажа карманных приемников в них применяют интегральные схемы, микротранзисторы и малогабаритные радиодетали.

Чувствительность карманных приемников прямого усиления в диапазонах ДВ и СВ выше чувствительности микроприемников по аналогичным схемам вследствие применения ферритовых антенн больших размеров и больших питающих напряжений. При двух-трех каскадах усиления высокой частоты чувствительность приемника достигает 10—20 мВ/м, что дает возможность слушать передачи радиовещательных станций на расстояниях до 400—500 км.

Транзисторный радиовещательный супергетеродин (рис. 29) после преобразователя частоты на одном транзисторе содержит двух-трехкаскадный УПЧ, детектор, два каскада предварительного усиления НЧ и оконечный двухтактный каскад, работающий в режиме класса АВ (каскады усиления ВЧ обычно не применяют). Чувствительность таких приемников 1,5—3 мВ/м при отношении сигнал/шум 20 дБ.

Прием передач в диапазоне КВ осуществляется на штыревую телескопическую (вертикальный несимметричный диполь) или на магнитную антенну с сердечником из высокочастотного феррита (например, марки 30ВЧ2 или 13ВЧ1). Устойчивая работа преобразователя частоты на всех трех диапазонах достигается применением в нем двух транзисторов, один из которых работает в гетеродине, а второй является смесителем. При приеме КВ передач на штыревую антенну чувствительность приемника порядка 20—30 мкВ.

Для улучшения громкости звуковоспроизведения в приемнике может быть гнездо для подключения наружной антенны, а для приема в условиях, когда нежелательно пользоваться громкоговорителем, гнезда для подключения ушного телефона.

Воспроизводимая малогабаритным приемником полоса звуковых частот определяется в основном частотной характеристикой примененного громкоговорителя. Например, громкоговорители типов 0,1ГД3, 0,1ГД6, 0,1ГД8, 0,2ГД1 и др. диаметром 50—60 мм воспроизводят полосу частот только от 400—450 до 3 000—3 500 Гц. Соответственно и приемники с этими громкоговорителями воспроизводят частоты в тех же пределах.

Если размеры переносного транзисторного приемника увеличить, то в его корпусе можно будет разместить громкоговоритель большего габарита и получить более широкий диапазон воспроизводимых частот.

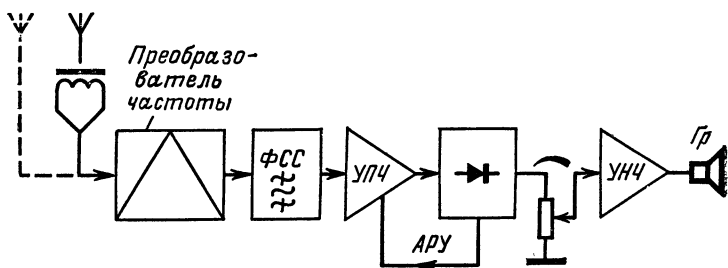


Рис. 29.

**Питание малогабаритных приемников.** Номинальное напряжение питания большинства малогабаритных приемников 4,5—9 В; получают его от аккумуляторной батареи типа 7Д0,1, сухой батареи «Крона», от батареи, составленной из малогабаритных сухих цилиндрических элементов (например, типа 316, 332), либо от батареи типа 3336Л (для карманного фонаря). Номинальная выходная мощность приемника в зависимости от напряжения источника питания 60—150 мВт.

В наиболее совершенных транзисторных приемниках имеются стабилизаторы напряжения питания преобразователей частоты, обеспечивающие работоспособность приемников при значительном снижении напряжения батарей (обычно до 50% значения номинального напряжения).

**Стационарные и крупногабаритные переносные транзисторные приемники.** Стационарные радиоприемники классов III и IV строят обычно по простым супергетеродинным схемам, аналогичным схемам малогабаритных приемников (рис. 29).

Современные стационарные и крупногабаритные переносные приемники класса II и выше обеспечивают прием во всех радиовещательных диапазонах (ДВ, СВ, КВ, УКВ). Эти приемники представляют собой супергетеродины с усилителями высокой частоты; преобразователи частоты диапазонов ДВ, СВ и КВ выполняются с отдельным гетеродином (рис. 30).

Внутри стационарных приемников должно быть устройство поворота ферритовой антенны, так как для получения наилучшего приема различных радиовещательных станций поворачивать приемник вместе с антенной в эксплуатации неудобно.

Для приема станций, работающих на УКВ с ЧМ, приемник имеет входной блок УКВ, состоящий из резонансного широкополосного каскада УВЧ и преобразователя частоты, а также ЧМ детектор. Колебательные контуры гетеродина и усилительного каскада блока УКВ чаще всего настраивают на принимаемые радиостанции подвижными латунными сердечниками контурных катушек. Входной контур УКВ блока делают настолько широкополосным, что в процессе эксплуатации радиоприемника настраивать этот контур не нужно.

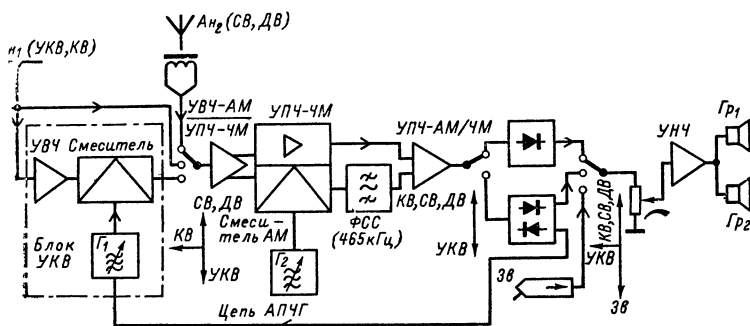


Рис. 30.

Прием на УКВ ведется на петлевой диполь, встроенный в футляр радиоприемника, или на наружную дипольную антенну. Внутренний диполь можно использовать и при приеме в диапазоне КВ как несимметричную антенну.

На выходе УКВ блока получают частотно-модулированные колебания ПЧ со средней частотой 6,5; 6,8 или 10,7 мГц. При переходе на прием в диапазоне УКВ транзистор, работающий в смесителе преобразователя частоты в диапазонах ДВ, СВ и КВ, используется для усиления частотно-модулированных колебаний промежуточной частоты. Далее эти колебания усиливаются теми же транзисторами усилителя ПЧ, что и при приеме на ДВ, СВ и КВ, и поступают на детектор, где преобразуются в колебания НЧ. Детектор ЧМ сигналов обычно выполняют по схеме детектора отношений (дробный детектор). Стерефонический приемник, кроме того, содержит стереодекодер (рис. 31).

Низкочастотные части стационарных приемников рассчитывают на возможность использования их для воспроизведения грамзаписей. В этих приемниках не встречается затруднений применение мощных крупногабаритных громкоговорителей, которые обладают лучшими частотными характеристиками по сравнению с малогабаритными. Применяя несколько громкоговорителей с различными частотными характеристиками, можно еще более улучшить звуковоспроизведение. Его качество в стационарных приемниках всегда

считают более важным показателем, чем размеры приемника. Соответственно и усилитель низкой частоты должен пропускать более широкую полосу звуковых частот.

Высшему и первому классам соответствуют нижняя граница диапазона эффективно воспроизводимых звуковых частот 40—80 Гц для стационарных приемников и 100—200 Гц для переносных крупногабаритных; верхняя граница диапазона при приеме на УКВ — 12—15 кГц и при приеме в других диапазонах — 4—6 кГц.

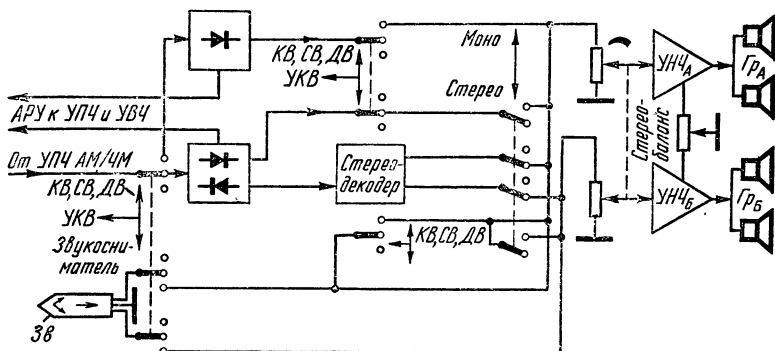


Рис. 31.

Усилители НЧ этих приемников имеют регуляторы тембра, обеспечивающие возможность изменения их частотных характеристик в области нижних и верхних частот.

Стереофонические устройства (рис. 31) содержат по два одинаковых усилителя НЧ.

**Питание.** Крупногабаритные переносные и стационарные транзисторные приемники обычно питают от батарей напряжением 9 (иногда 12) В, составленных из сухих цилиндрических элементов типа 373 («Марс», «Сатурн»), причем стационарные приемники имеют блоки питания, позволяющие работать от сетей переменного тока. При питании от батарей выходная мощность таких приемников обычно составляет 0,3—0,5 Вт, а при питании от электросети — 2—6 Вт.

### 3-2. ФЕРРИТОВЫЕ АНТЕННЫ

Ферритовая антенна представляет собой стержень круглого или прямоугольного сечения из феррита, на котором расположена катушка (катушки) индуктивности входного резонансного контура радиоприемника.

Ферритовая антенна обладает направленными свойствами, поэтому в стационарных приемниках предусматривается устройство, позволяющее вращать ее в горизонтальной плоскости. В малогабаритных приемниках ферритовые антенны жестко закрепляют, и для получения наилучшего приема приходится поворачивать весь приемник. По своей эффективности ферритовая антенна примерно равноценна вертикальной штыревой антенне длиной 1—2 м.

**Применяемые марки ферритов.** Чем больше начальная магнитная проницаемость  $\mu_n$  применяемого ферритового стержня, тем выше эффективность ферритовой антенны в рабочем диапазоне частот для феррита данной марки. Вместе с тем в ферритах с большими значениями  $\mu_n$  с увеличением частоты потери растут быстрее и добротность контуров становится недопустимо низкой. Поэтому рабочие частоты таких ферритов ниже. Из этих соображений в антеннах, рассчитываемых на диапазоны СВ и ДВ, применяют стержни из ферритов марок 600НН и 400НН.

Согласно ГОСТ 11082-64 сердечники ферритовых антенн изготовляются из феррита марки 400НН для приема на частотах 150 кГц—1,6 МГц ( $\lambda = 2\,000\text{—}187\text{ м}$ ), а для приема на частотах не свыше 350 кГц (соответственно  $\lambda > 850\text{ м}$ ) можно применять сердечники из феррита 2000НМ1 (табл. 6 и 7).

Таблица 6

**Эталонные контурные катушки ферритовых антенн на ферритовых стержнях прямоугольного сечения (ГОСТ 11082-64)**

Размеры стержня, мм	$l_k^*$ , мм	$l_n^*$ , мм	Число витков <sup>1</sup>	Провод
<i>Феррит марки 400НН. Индуктивность 320 мкГ ± 10% Добротность катушки с сердечником не менее 80</i>				
3×20×100	20	65	71	ЛЭШО 16×0,07
3×20×115	18	79	71	ЛЭШО 21×0,07
3×20×125	23	78	73	ЛЭШО 21×0,07
4×16×80	18	50	70	ЛЭШО 16×0,07
4×16×100	17	63	70	ЛЭШО 16×0,07
4×16×125	18	80	70	ЛЭШО 21×0,07
5×25×160	26	103	62	ЛЭШО 21×0,07
5×25×200	38	115	62	ЛЭШО 21×0,07
<i>Феррит марки 2000НМ1. Индуктивность 4 100 мкГ ± 10% Добротность катушки с сердечником не менее 140</i>				
3×20×100	20	65	238	ПЭЛШО 0,14
4×16×80	18	50	254	ПЭЛШО 0,1
4×16×100	17	63	245	ПЭЛШО 0,14

<sup>1</sup> Катушки намотаны на каркасах из бумаги с толщиной стенок 1 мм;  $l_n$  — длина намотки катушки;  $l_k$  — расстояние между концами намотки и сердечника.

**Конструкции катушек.** Катушки индуктивности ферритовых антенн наматывают на каркасах из изоляционных материалов с малыми диэлектрическими потерями, которые надевают на ферритовые сердечники. Каркасы катушек на диапазоны СВ и ДВ можно изготавливать из слоев бумаги, проклеенных бакелитовым, шеллачным лаком или клеем БФ, а на диапазоны КВ и УКВ — из полистирольной пленки. Катушки для диапазонов УКВ и КВ делают из круглого одножильного или ленточного провода. Средневолновые катушки наматывают, как правило, многожильным проводом (табл. 8 и 9). Такие катушки обладают существенно большей добротностью го

Таблица 7

**Эталонные контурные катушки ферритовых антенн на цилиндрических ферритовых стержнях (ГОСТ 11082-64)**

Диаметр и длина сердечника, мм	$l_k$ , мм	$l_n$ , мм	Число витков <sup>1</sup>	Провод
<i>Феррит марки 400НН. Индуктивность 320 мкГ ± 10% Добротность катушки с сердечником не менее 80</i>				
8×60	11	41	85	ЛЭШО 16×0,07
8×65	12	42	82	ЛЭШО 16×0,07
8×80	14	49	82	ЛЭШО 21×0,07
8×100	15	70	82	ЛЭШО 16×0,07
8×125	28	72	74	ЛЭШО 21×0,07
8×140	26	90	78	ЛЭШО 21×0,07
8×160	38	86	72	ЛЭШО 21×0,07
10×200	30	140	64	ЛЭШО 21×0,07

*Феррит марки 2000НМ1. Индуктивность 4 100 мкГ ± 10%  
Добротность катушки с сердечником не менее 140*

8×60	11	41	260	ПЭВ-2 0,1
80×100	15	70	260	ПЭШО 0,14

<sup>1</sup> Катушки намотаны на каркасах из бумаги внешним диаметром на 2 мм больше диаметра стержней;  $l_n$  — длина намотки катушки;  $l_k$  — расстояние между концами намотки и сердечника.

сравнению с катушками, намотанными медным изолированным проводом марок ПЭЛ, ПЭВ и т. п. Катушки индуктивности, включаемые для настройки в диапазоне ДВ, обладают достаточной добротностью при намотке их проводом марки ПЭЛ или ПЭВ; эти катушки чаще всего 3—5-секционные, намотаны внавал между щеками каркасов; иногда применяют и однослойную намотку.

Перемещение контурной катушки вдоль сердечника изменяет ее индуктивность на 15—20% (по мере приближения катушки к концу сердечника индуктивность уменьшается). Это явление можно использовать при подгонке границ диапазона настройки входного контура. Однако вследствие неравномерности распределения магнитного поля по длине сердечника смещение катушки от его середины ведет к уменьшению наводимой в ней э. д. с. (магнитный поток в сечении сердечника к его концу ослабевает).

При намотке однослойной катушки на ферритовом сердечнике с принудительным шагом так, что обмоткой покрыта большая часть длины сердечника, действующая высота ферритовой антенны и, следовательно, ее эффективность несколько увеличиваются. При намотке с шагом 1,5 мм и более на качество катушки входного контура практически не оказывает влияние марка применяемого обмоточного провода.

Размещение секций многослойной катушки с интервалами по длине также ведет к улучшению эффективности ферритовой антенны.

**Связь ферритовой антенны с первым каскадом приемника** (с каскадом УВЧ или с преобразователем частоты супергетеродина), как правило, индуктивная (рис. 32). На КВ и УКВ диапазонах применяют также автотрансформаторную связь. Согласование резо-



нансных контуров ферритовых антенн с низкими входными сопротивлениями этих каскадов обеспечивается, если катушки связи ( $L_2$  и  $L_4$  на рис. 32) имеют в 10—25 раз меньшее количество витков по сравнению с контурными катушками. Располагают катушки связи на сердечниках ферритовых антенн в непосредственной близости к контурным катушкам либо наматывают поверх последних.

**Переключение диапазонов.** В приемниках, предназначенных для приема радиостанций в диапазонах ДВ и СВ, переход с одного диапазона на другой может осуществляться переключением отдельных для каждого диапазона катушек входного контура с подстроечными конденсаторами и катушек связи (рис. 32, а). В некоторых приемниках при приеме на диапазоне ДВ в резонансный контур включены последовательно две катушки индуктивности  $L_1$  и  $L_3$

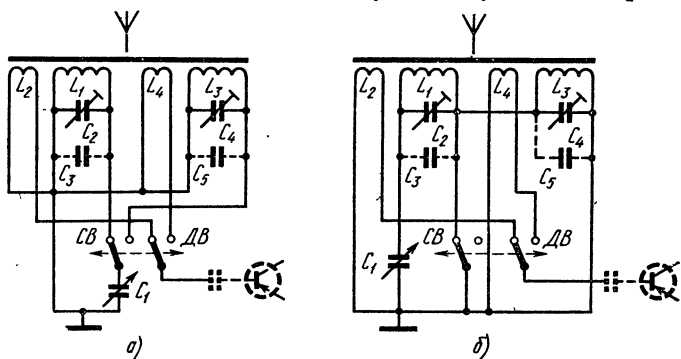


Рис. 32.

(рис. 32, б), а при переходе на диапазон СВ катушка  $L_3$  замыкается контактами переключателя диапазонов накоротко.

**Пределы настройки резонансных контуров ферритовых антенн** супергетеродинных приемников не должны сколь-либо существенно выходить за пределы стандартных радиовещательных диапазонов СВ (1 605—525 кГц) и ДВ (408—150 кГц). Если контур ферритовой антенны окажется настроенным в диапазоне СВ на частоту ниже 525 кГц или в диапазоне ДВ на частоту выше 408 кГц, то в обоих случаях резонансная частота контура приблизится к промежуточной частоте 465 кГц, вследствие чего может возникнуть самовозбуждение преобразовательного каскада приемника.

**Переключение участков КВ диапазона.** Для каждого участка КВ диапазона может быть применена отдельная контурная катушка. Если же ферритовая антенна рассчитывается для приема только на отдельных относительно узких участках диапазона КВ (например, около 0,5 МГц), то в антенном контуре можно применить одну катушку для всех участков и подключать к ней конденсаторы с такими емкостями, при которых контур будет настраиваться на фиксированные средние частоты каждого из участков (например, на средние частоты 41-, 31-, 25-метровых радиовещательных диапазонов или 40-, 20-, 14- и 10-метровых диапазонов, отведенных для радиолюбительских связей).

Таблица 8

Ферритовые антенны на цилиндрических сердечниках для транзисторных радиовещательных приемников

Сердечник		Емкость конденсатора на-стройки, пФ	Диапа-зоны воли	Контурная катушка			Катушка связи		К какому приемнику
Диаметр и длина, мм	Марка материала			Коли-чество витков	Марка провода	Индук-тивность, мкГ	Коли-чество витков	Марка провода	
8×100	400НН	7—260	СВ ДВ <sup>1</sup>	90 240	ЛЭВ 5×0,06 ПЭВТЛ-1 0,1	500 4 000	{ 4	ПЭВТЛ-1 0,1 —	«Этюд»
8×125	150ВЧ	7—260	КВ <sup>2</sup> СВ	11 85	ПЭВ-2 0,64 ПЭВ-2 0,18	6,3 340	1 8	ПЭЛШО 0,18 ПЭВ-2 0,18	«Орбита», «Рига-301»
8×140	600НН	7—260	СВ ДВ	60+33 7×36	ПЭВ-2 0,18 ПЭВ-2 0,18	— —	7 21	ПЭВ 0,18 ПЭВ 0,18	«Рига-301»
8×160	150ВЧ	5—240	КВ-1 <sup>3</sup> КВ-П <sup>3</sup>	4 10	ПЭВТЛ 0,41 ПЭВТЛ 0,41	— 5,2	2,5 4	ПЭВТЛ 0,15 ПЭВТЛ 0,15	«Спорт-2»
8×160	400НН	5—240	СВ ДВ <sup>1</sup>	80 235	ЛЭШО 10×0,07 ПЭЛШО 0,12	365 3 500	6 15	ПЭЛШО 0,12 ПЭЛШО 0,12	«Гяла»
8×160	600НН	9—260	СВ <sup>4</sup> ДВ	80 7×34	ПЭЛ 0,18 ПЭВ-2 0,15	340 3 430	6 24	ПЭЛ 0,18 ПЭВ-2 0,15	«Банга»
8×160	600НН	10—430	СВ ДВ	55 180	5×ПЭВ-1 0,06 ПЭВ-2 0,12	216 2 170	— —	— —	«Рига-101», «Рига-102»

Сердечник		Емкость конденсатора настройки, пФ	Диапазоны волн	Контурная катушка			Катушка связи		К какому приемнику
Диаметр и длина, мм	Марка материала			Количество витков	Марка провода	Индуктивность, мкГ	Количество витков	Марка провода	
8×160	600НН	9—260	СВ ДВ	80 275	ПЭЛО 0,23 ПЭВ-1 0,1	460 4 950	8 20	ПЭЛО 0,23 ПЭВ-1 0,1	«Сокол-4»
8×160	600НН	4—240	СВ ДВ	74 4×66	ПЭВТЛ 0,12 ПЭВТЛ 0,12	420 4 900	6 22,5	ПЭВТЛ 0,12 ПЭВТЛ 0,12	«Спорт-2»
8×160	600НН	7—240	СВ ДВ	83 4×68	ЛЭШО 15×0,05 ПЭЛШО 0,12	400 4 600	5 20	ПЭЛШО 0,12 ПЭЛШО 0,12	«Сувенир»
8×160	600НН	10—365	СВ ДВ	67 190	ЛЭШО 10×0,07 ПЭВ-1 0,11	295 2 460	5 16	ПЭЛШО 0,18 ПЭЛШО 0,18	«Спидола-10»
8×160	600НН	10—365	СВ ДВ	53 186	ЛЭШО 10×0,07 ПЭВ-1 0,12	250 3 000	5 9	ПЭЛШО 0,18 ПЭЛШО 0,18	ВЭФ-12
10×200	400НН	10—430	СВ ДВ	47 160	ЛЭШО 10×0,07 ПЭВ-2 0,18	210 560	5 12	ПЭЛШО 0,18 ПЭЛШО 0,18	«Океан»
10×200	400НН	10—430	СВ ДВ	47 138	ЛЭШО 10×0,07 ПЭВ-1 0,12	230 1 950	— —	— —	«Рига-103»

<sup>1</sup> При приеме в диапазоне СВ контурная катушка диапазона ДВ замыкается накоротко.

<sup>2</sup> Контурная катушка диапазона КВ намотана с шагом 2 мм.

<sup>3</sup> Диапазон КВ-I — 25—31 м, диапазон КВ-II — 41—75 м.

<sup>4</sup> Контурная катушка диапазона СВ намотана с шагом 0,5 мм.

Таблица 9

**Ферритовые антенны на прямоугольных сердечниках для транзисторных радиовещательных приемников**

Сердечник		Емкость конденсатора настройки	Диапазон волн	Контурная катушка			Катушка связи		К какому приемнику
Размер, мм	Марка материала			Количество витков	Марка провода	Индуктивность, мкГ	Количество витков	Марка провода	
2,8×11×42	600НН	3—150	СВ	125	ЛЭШО 15×0,05	—	5	ПЭЛШО 0,12	«Рубин-Т7» <sup>1</sup> «Алмаз-Т7»
			ДВ	395	ПЭЛШО 0,1	—	25	ПЭЛШО 0,12	
2,8×11×48	600НН	3—150	СВ <sup>2</sup>	120	ЛЭШО 15×0,05	660	6	ПЭЛШО 0,1	«Орленок»
	—		ДВ <sup>2</sup>	400	ПЭЛШО 0,1	7 200	37	ПЭЛШО 0,1	
2,8×11×55	600НН	3—150	СВ	120	ЛЭШО 15×0,05	—	6	ПЭВ-1 0,15	«Космос» <sup>1</sup>
			ДВ	385	ПЭВ-1 0,1	—	25	ПЭВ-1 0,15	
3×9×70	700НМ	2—120	СВ	150	ПЭВТЛ 5×0,06	490	10	ПЭЛ 0,18	«Сюрприз»
3×20×100	600НН	5—260	СВ	78	ЛЭШО 10×0,07	—	4	ПЭЛШО 0,12	
			ДВ <sup>3</sup>	240	ПЭВ-1 0,09	—	4	ПЭЛШО 0,12	«Юпитер»
3×20×115	600НН	7—240	СВ	75	ЛЭ 5×0,06	510	8	ПЭВ 0,1	
			ДВ <sup>3</sup>	250	ПЭВ-1 0,1	6 000	30	ПЭВ 0,1	«Алмаз», «Нева-2»
4×16×125	400НН	4—220	СВ	70	ЛЭШО 16×0,07	400	6	ПЭВ 0,16	
			ДВ <sup>3</sup>	232	ПЭВ-1 0,16	3 800	20	ПЭВ 0,16	«Селга»
4×16×125	400НН	4—240	СВ	63	ЛЭШО 7×0,07	375	6	ПЭВ-2 0,16	
			ДВ <sup>3</sup>	240	ПЭВ-2 0,16	—	2	ПЭВ-2 0,16	«Селга-402»

<sup>1</sup> Приемники «Рубин-Т7» и «Космос» выпускались в двух вариантах: на диапазон СВ или ДВ.

<sup>2</sup> Катушки диапазонов СВ и ДВ намотаны на отдельных сердечниках.

<sup>3</sup> При приеме в диапазоне СВ контурная катушка диапазона ДВ замыкается в приемнике накоротко. В приемниках «Сигнал» и «Юпитер» общая катушка связи для обоих диапазонов.

*Расположение ферритовой антенны.* Ферритовая антенна должна быть удалена от металлического шасси не менее чем на 25—30 мм и расположена на возможно больших расстояниях от выходного трансформатора, громкоговорителя, от трансформатора питания сетевого приемника.

### 3-3. УСИЛИТЕЛИ ВЧ И ДЕТЕКТОРЫ ПРИЕМНИКОВ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Усилители ВЧ транзисторных радиовещательных приемников прямого усиления на СВ и ДВ диапазоны чаще всего апериодические, на высокочастотных транзисторах. Хотя усилительные свойства транзисторов в апериодических каскадах используются хуже, чем в резонансных каскадах, они работают более устойчиво и их значительно легче налаживать.

**Трехкаскадный усилитель с межкаскадными RC-связями.** Схема УВЧ с такого вида связями между каскадами и с диодным детектором для приемника, питаемого от одного щелочного аккумулятора

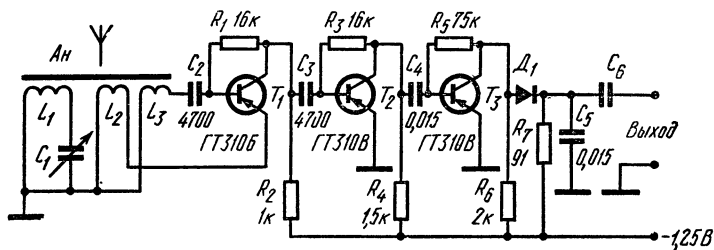


Рис. 33.

или сухого гальванического элемента, дана на рис. 33. В левой части этой схемы показан контур ферритовой антенны  $L_1C_1$  и ее катушки связи  $L_2$  и  $L_3$ , одна из которых включена в цепь базы, а другая в цепь эмиттера транзистора  $T_1$  первого каскада УВЧ.

Связь последнего каскада с детектором непосредственная. Резистор  $R_7$  представляет собой нагрузочное сопротивление детектора. Получаемый на этом резисторе НЧ сигнал подается на вход усилителя НЧ через разделительный конденсатор ( $C_1$  на рис. 72, б).

Приемник с ферритовой антенной, усилителем ВЧ и детектором по схеме на рис. 33 и усилителем НЧ по схеме на рис. 72; б имеет чувствительность по полю около 50 мВ/м.

### 3-4. ВХОДНЫЕ БЛОКИ УКВ

Блок служит для преобразования УКВ ЧМ сигналов, передаваемых в радиовещательном диапазоне 65,8—73 МГц (4,56—4,11 м) в сигналы стандартной промежуточной частоты: 6,5; 6,8 или 10,7 МГц. На вход блока включается приемная антенна, а с выхода блока сигнал подается для дальнейшего усиления на вход первого каскада УПЧ тракта ЧМ приемника.

Основными частями УКВ блока являются входное устройство, каскад усиления принимаемой частоты (УВЧ) на транзисторе  $T_1$  и преобразователь частоты на транзисторе  $T_2$ , который одновременно работает в гетеродине и в смесителе (рис. 34 и 35). Оба транзистора включены по схеме ОБ.

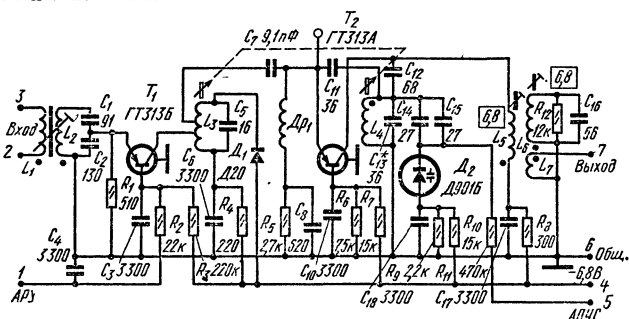


Рис. 34.

**Входное устройство.** При приеме на полуволновой диполь, имеющий размеры, соответствующие средней частоте радиовещательного диапазона УКВ, входное устройство блока должно выполняться по схеме на рис. 34 [Л. 37]. Если же прием ведется на штыревую

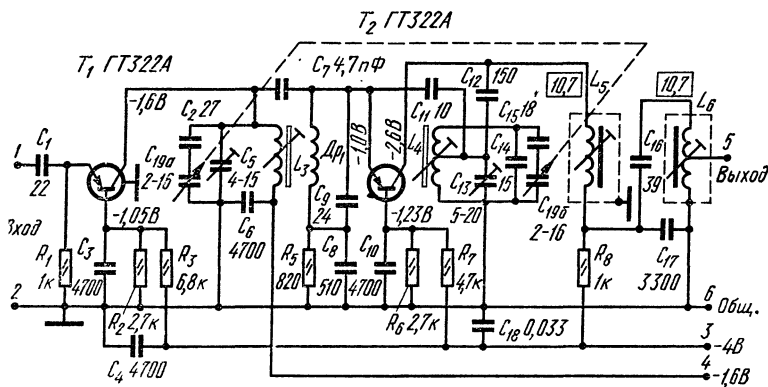


Рис. 35.

антенну (например, переносный приемник) [Л. 36], УКВ блока может быть аperiодическим (резистор  $R_1$  на рис. 35) либо содержать широкополосный резонансный контур, настроенный на среднюю частоту радиовещательного УКВ диапазона ( $L_2C_1C_3$  на рис. 34). Реальная чувствительность приемников с такими блоками УКВ при отношении сигнал/шум 25 дБ равна 3—10 мкВ/м, а усиление блоков по напряжению около 26 дБ.

Со входного устройства сигнал поступает в цепь эмиттера транзистора  $T_1$  каскада УВЧ.

**Усилитель ВЧ.** Резонансный контур в цепи коллектора каскада УВЧ настраивается на частоту принимаемого сигнала 65,8—73 МГц подвижным немагнитным сердечником катушки  $L_3$  (рис. 34) или конденсатором переменной емкости  $C_{19a}$  (рис. 35). Дiode  $D_1$  в схеме на рис. 34 предохраняет преобразователь частоты от перегрузки при большом уровне принимаемых сигналов. В цепь базы транзистора УВЧ через резистор  $R_2$  подается напряжение АРУ.

**Преобразователь частоты.** С коллекторного контура УВЧ усиленный сигнал через конденсатор  $C_7$  поступает в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ , который выполняет одновременно функции смесителя и гетеродина. Обратная связь в гетеродине емкостная, с помощью конденсаторов  $C_{11}$  и  $C_{12}$ . Дроссель  $Dr_1$  служит для компенсации сдвига фазы, имеющего место в транзисторе на частотах УКВ диапазона.

Настройка контура гетеродина производится магнитным сердечником контурной катушки  $L_4$  (рис. 34) или конденсатором  $C_{19b}$  (рис. 35), которые механически связаны с соответствующими одноименными элементами настройки контуров усилителей ВЧ. В УКВ блоке по схеме на рис. 34 предусмотрена АПЧГ. С этой целью контур гетеродина содержит варикап  $D_2$ , на который через резистор  $R_{11}$  подается с частотного детектора приемника сигнал рассогласования. Делитель напряжения  $R_9R_{10}$  устанавливает начальное смещение на варикапе.

На выходе УКВ блока имеется двухконтурный полосовой фильтр ПЧ. Его первый контур, включенный в коллекторную цепь транзистора  $T_2$ , образован катушками  $L_4$ ,  $L_5$  и конденсаторами контура гетеродина  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$ ,  $C_{15}$  и др. Во второй контур полосового фильтра входят катушка  $L_6$  и конденсатор  $C_{16}$ . Полосовой фильтр может быть связан со входом УПЧ приемника индуктивно (рис. 34) катушкой  $L_7$  или автотрансформаторно (рис. 35).

**Данные катушек блока по схеме на рис. 34:**  $L_1$  — 4,25 витков ПЭВ-1 0,13, сердечник из феррита 13ВЧ1  $\varnothing 2,8 \times 8$  мм;  $L_3$  — 3,75 витков, провод ММ 0,8 луженый;  $L_2$  — 3,75 витков, отводы от 2,75 и 3,25 витков, провод ММ 0,8, сердечник латунный;  $L_4$  — 7 витков, провод ММ 0,8 луженый, сердечник латунный;  $L_5$  — 27 витков ПЭВ-1 0,12, сердечник из феррита 100НН  $\varnothing 2,8 \times 14$  мм;  $L_6$  — 30 витков ПЭВ-1 0,12, сердечник из феррита 100НН  $\varnothing 2,8 \times 14$  мм;  $L_7$  — 5,25 витков ПЭВ-1 0,12.

**Данные катушек блока по схеме на рис. 35:**  $L_3$  — 5,5 витков провода ММ 0,38, намотка однослойная, сердечник — подстроечник  $\varnothing 2,8 \times 8$  мм;  $L_4$  — 5,5 витков с отводом от 1,25 витка, намотка однослойная, сердечник — подстроечник  $\varnothing 2,8 \times 8$  мм;  $L_5$  —  $3 \times 3$  витка ПЭВ-2 0,2, сердечник из феррита марки 100НН  $\varnothing 2,8 \times 12$  мм;  $L_6$  —  $3 \times 6$  витков ПЭВ-2 0,2, сердечник, как у  $L_5$ .

### **3-5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ НА ДИАПАЗОНЫ СРЕДНИХ И ДЛИННЫХ ВОЛН**

В преобразователе частоты супергетеродина класса III или IV, рассчитанного на прием СВ и ДВ радиовещательных станций, функции гетеродина и смесителя обычно выполняет один мало-

мощный высокочастотный транзистор. На вход преобразователя поступает высокочастотный сигнал от магнитной антенны. Полученный на выходе преобразователя сигнал ПЧ подается на вход первого каскада усилителя промежуточной частоты приемника.

Гетеродин должен генерировать колебания с частотой выше принимаемой на величину промежуточной частоты: при промежуточной частоте 465 кГц для перекрытия стандартного диапазона СВ (525—1 605 кГц) контур гетеродина должен перестраиваться в диапазоне частот 990—2 070 кГц и для перекрытия стандартного диапазона ДВ (150—408 кГц) — в диапазоне 615—873 кГц.

Наилучшие параметры преобразовательного каскада получаются при питании его напряжением 5—7 В и токе коллектора 0,5—0,7 мА: при этом коэффициент передачи достигает 7—10, и его величина мало зависит от частоты принимаемого сигнала.

**Типовые схемы преобразователей** (рис. 36). Входной ВЧ сигнал поступает в цепь базы транзистора преобразователя частоты, т. е. для принимаемого сигнала транзистор включен по схеме ОЭ. Вместе с тем для колебаний частоты гетеродина транзистор можно считать включенным по схеме ОБ: колебания поступают в цепь эмиттера с части катушки  $L_1$  (или  $L_3$ ), которая включается в цепь коллектора последовательно с катушкой связи  $L_5$  фильтра сосредоточенной селекции, настроенного на промежуточную частоту 465 Гц. Отвод от катушки  $L_1$  ( $L_3$ ) соединен через конденсатор  $C_3$  с эмиттером транзистора; следовательно, гетеродин выполнен по трехточечной схеме. Колебательный контур гетеродина связан с катушкой  $L_1$  ( $L_3$ ) индуктивно. Конденсатор настройки этого контура  $C_1$  объединен конструктивно в блок с конденсатором настройки резонансного контура ферритовой антенны. Конденсаторы  $C_5$  —  $C_{10}$  на всех схемах рис. 36 являются сопрягающими.

В контуре гетеродина схемы на рис. 36, а при приеме на каждом из диапазонов используются отдельные катушки индуктивности и отдельные сопрягающие конденсаторы, подключаемые к конденсатору переменной емкости  $C_1$  контактами переключателя диапазонов  $B_1$ .

В схеме на рис. 36, б переключатель диапазонов имеет меньшее число контактов, а контурная катушка  $L_4$  постоянно соединена через сопрягающий конденсатор  $C_{10}$  с конденсатором настройки  $C_1$ . Катушка эта одна работает при приеме в диапазоне ДВ, и при этом к ней подключены подстроечный конденсатор  $C_8$  и конденсатор постоянной емкости  $C_9$ . При приеме в диапазоне СВ индуктивность контура уменьшается путем параллельного включения катушек  $L_2$  и  $L_4$ ; конденсаторы контура  $C_8$  и  $C_9$  заменяются конденсаторами  $C_5$  и  $C_6$ , емкость сопрягающего конденсатора  $C_{10}$  увеличивается путем подключения к нему в параллель конденсатора  $C_7$ .

Схема на рис. 36, в отличается следующим: при приеме на обоих диапазонах катушки связи  $L_1$  и  $L_3$  остаются включенными в цепь коллектора; при приеме в диапазоне СВ к конденсатору настройки подключается катушка  $L_2$  с сопрягающими конденсаторами  $C_5$  —  $C_7$ , и замыкается накоротко относящаяся к другому диапазону катушка  $L_4$ ; при приеме в диапазоне ДВ в контур включается катушка  $L_4$  с конденсаторами  $C_8$  —  $C_{10}$ , а катушка  $L_2$  замыкается накоротко; вывод работающей катушки ( $L_2$  или  $L_4$ ) через конденсатор  $C_3$  подключается к эмиттеру транзистора.



Таблица 10

Данные деталей в схеме на рис. 37

Диапазон волн	$L_1$ , мкГ	$L_4$ , мкГ	$C_3$ , пФ	$C_7$ , пФ	$C_8$ , пФ	$R_3$ , Ом
СВ	650	330	3,9	—	150	360—470
ДВ	6 500	760	10	20—27	82	620

Схема с питанием от двух элементов. Для карманных супергетеродинов, питаемых от малогабаритных батарей с напряжением 2,5—3 В, рекомендуется схема преобразователя частоты по рис. 37. Она отличается от схем на рис. 36 тем, что нижняя по схеме часть катушки  $L_3$  включена последовательно в цепь эмиттера, а верхняя ее часть соединена с базой. Схема по рис. 37 с транзистором ГТ310А используется в приемниках «Алмаз-Т7» и «Рубин-Т7», а с тран-

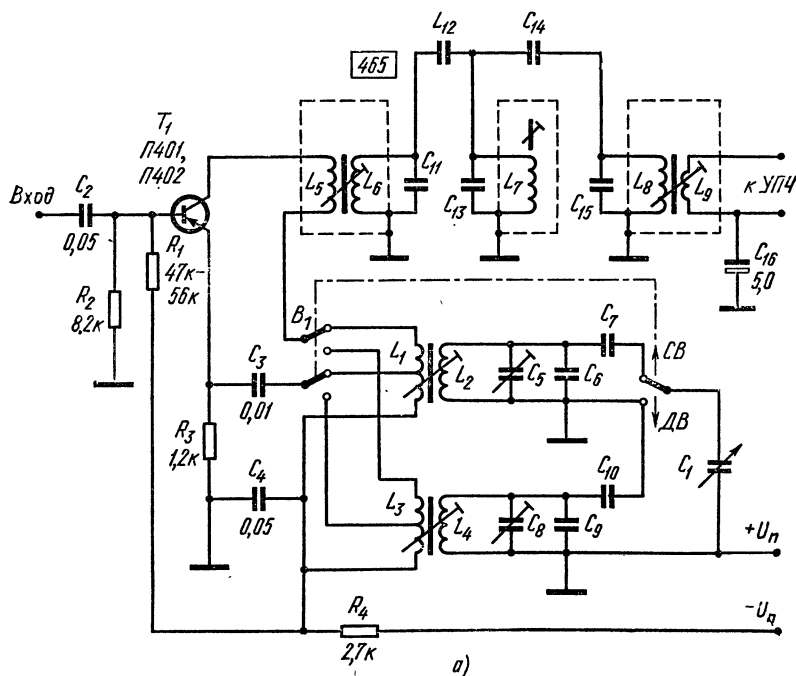


Рис. 36 а.

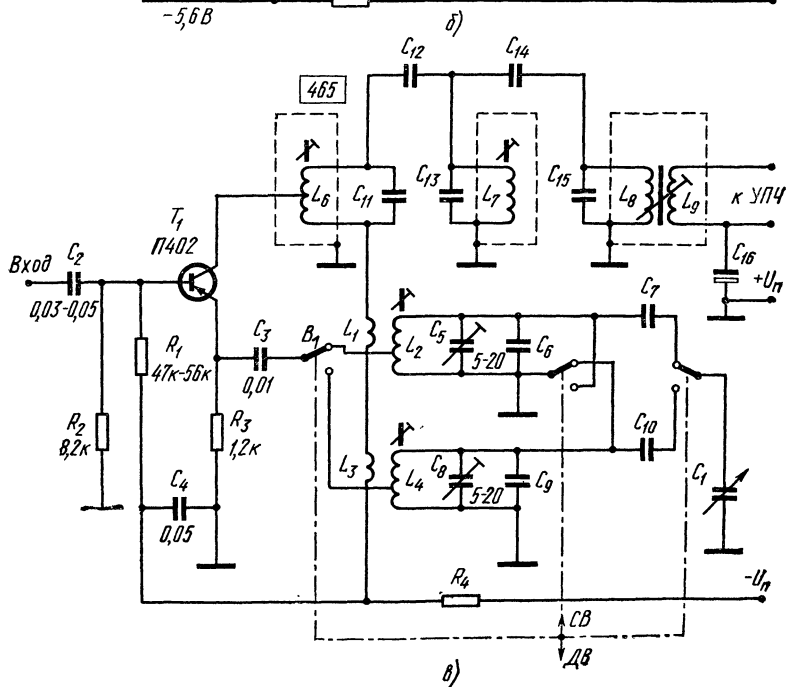
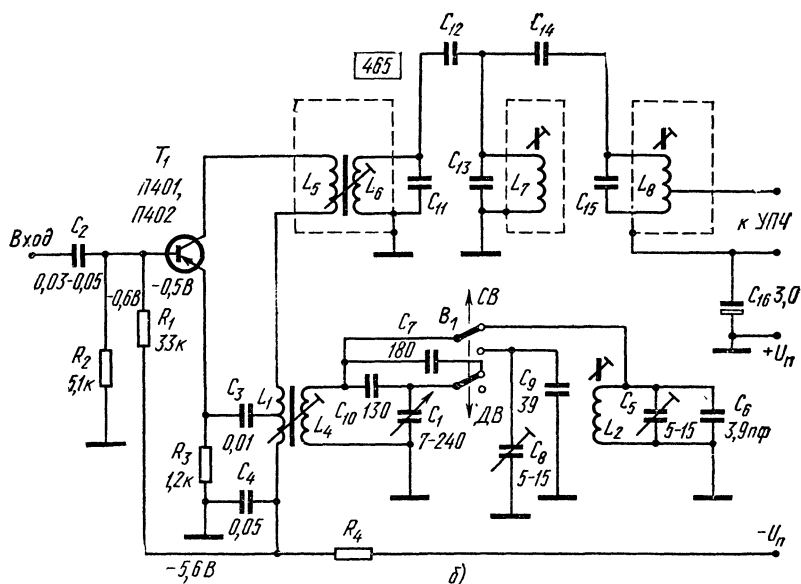


Рис. 36 б, в.

Таблица 11

## Контурь гетеродинов преобразовательной частоты радиовещательных приемников

Емкость конденсатора настройки, пФ (тип)	Диапазон волн	Емкости сопрягающих конденсаторов, пФ		Катушка контура				Катушка связи			Приемник
		Параллельного	Последовательного	L, мкГ	$\omega$	Отвод от витка	Марка провода	$\omega$	Отвод от витка	Марка провода	
Схемы по рис. 36, а и б											
7—180	СВ	5—30	180	250	102	—	ЛЭ 5×0,06	5	2	ПЭЛШО 0,12	«Нева»
	ДВ	30—50	72	760	174	—	ПЭЛ 0,1	5	2	ПЭЛШО 0,12	
7—180	СВ	5—30	160	280	111	—	ЛЭ 5×0,06	5	2	ПЭЛШО 0,12	«Ласточка»
	ДВ	30—50	68	890	189	—	ПЭЛ 0,1	5	2	ПЭЛШО 0,12	
7—180	СВ	8—10	200	240	98	—	ЛЭ 5×0,06	7		ПЭЛ 0,15	«Мир»
	ДВ	25—30	100	700	165	—	ПЭЛ 0,08	10		ПЭЛ 0,15	
4—220	СВ	5—25	270	180	128	—	ПЭВ 3×0,06	10	3	ПЭЛШО 0,1	«Гауя», «Селга»
	ДВ	30—50	110	580	210	—	ПЭВ 3×0,06	14	6	ПЭЛШО 0,1	
7—210 (КПЕ-3)	СВ	10—20	220	250	102	—	ЛЭ 5×0,06	7	3	ПЭЛШО 0,1	«Нева-2»
	ДВ	30—50	110	760	174	—	ПЭВ 0,1	13,5	5,5	ПЭЛШО 0,1	
5—240	СВ	10—30	240	240	93	—	ЛЭ 5×0,06	7,5	2,5	ПЭВ 0,15	«Сокол»

Емкость конденсатора настройки, пФ (тип)	Диапазон волн	Емкости сопрягающих конденсаторов, пФ		Катушка контура				Катушка связи			Приемник
		Параллельного	Последовательного	L, мкГ	ω	Отвод от витка	Марка провода	ω	Отвод от витка	Марка' провода	
5—240	ДВ	40—60	120	630	150	—	ЛЭ 5×0,06	8	2,5	ПЭВ 0,15	«Сокол»
7—240 (КПЕ-5)	СВ	5—25	240		160	—	ЛЭ 3×0,06	12	5	ПЭЛШО 0,1	«Космонавт»
	ДВ	30—50	110		268	—	ЛЭ 3×0,06	12	5	ПЭЛШО 0,1	
9—250	СВ	5—25	240		160	—	ПЭЛШО 0,12	12	5	ПЭЛШО 0,14	«Атмосфера»
	ДВ	15—40	110		240	—	ПЭЛШО 0,12	12	5	ПЭЛШО 0,12	
9—270	СВ	5—30	270		170	—	ПЭЛШО 0,1	8	2	ПЭЛШО 0,1	«Атмосфера-2М»
	ДВ	20—60	100		670	—	ПЭЛШО 0,1	12	5	ПЭЛШО 0,1	
Схема по рис. 37											
3—150	СВ	5—10	150		330	—	ЛЭ 5×0,06	7	2	ПЭВ 0,15	«Космос»
	ДВ	5—30	82		760	165	—	ЛЭ 5×0,06	7	2	
3—150	СВ	5—10	150		330	—	ПЭЛ 0,08	7	2	ПЭЛ 0,08	«Рубин-Т7»
	ДВ	5—30	82		760	180	—	ПЭЛ 0,08	8	2	

Таблица 12

Данные фильтров сосредоточенной селекции

Емкость контур- ных конденса- торов, пф	Емкость конде- нсаторов связи ( $C_{12}$ , $C_{14}$ ), пф	Контурные катушки индуктивности					Катушка связи с преобразователем частоты		Катушка связи с УПЧ		От приемника
		$L$ , мкГ	$\omega$	Отвод от витка*	Марка провода	Доброт- ность	$\omega$	Марка провода	$\omega$	Марка провода	
510	5,1	260	96	10	ЛЭ 5×0,06	—	20	ПЭВ 0,08	—	—	«Сокол» <sup>1</sup>
510	5,1	240	33×3	10	ЛЭ 5×0,06	150	20	ПЭВ 0,08	—	—	«Топаз», «Старт» <sup>1</sup>
510	5,6	240	33×3	10	ПЭВТЛ 3×0,08		24	ПЭЛШО 0,12	10	ПЭЛШО 0,12	«Ласточка-2» <sup>2</sup>
1 000	12	115	72	8	ЛЭ 5×0,06		47	ПЭЛШО 0,1	4	ПЭЛШО 0,1	«Гауя», «Сатурн» <sup>2</sup>
510	3,9	240	50×2	50	ЛЭ 5×0,06	130	—	—	12	ПЭВ 0,15	
1 000	10	115	67	17	ЛЭШО 7×0,07	—	—	—	4	ПЭЛШО 0,1	«Спидола»

<sup>1</sup> ФСС выполнен по схеме на рис. 36, б.<sup>2</sup> ФСС выполнен по схеме на рис. 36, а.

зистором ГТ309А или П402 — в приемнике «Космос». Данные деталей, отсутствующие на схемах рис. 36 и 37, приведены в табл. 10—12.

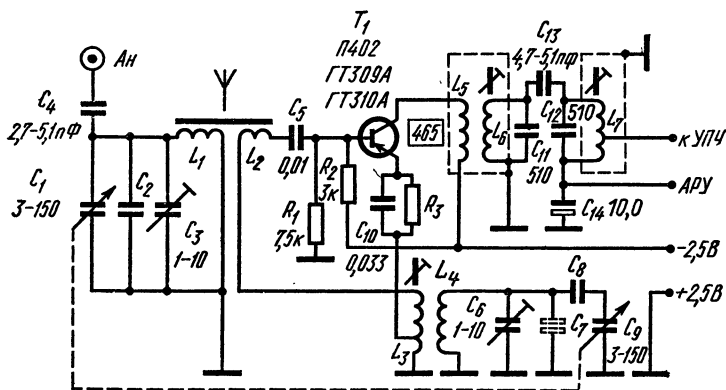


Рис. 37.

### 3-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ГЕТЕРОДИНОМ НА ОТДЕЛЬНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

На частотах выше 2—3 Мгц крутизна преобразования преобразователя частоты, где смеситель и гетеродин выполнены в одном транзисторе, получается неудовлетворительной, и наблюдается большая зависимость настроек колебательных контуров гетеродина и принимаемого сигнала. Поэтому в преобразователях частоты радиовещательных супергетеродинов на диапазоны КВ, СВ и ДВ обычно применяют два высокочастотных транзистора, один из которых работает в смесителе, а другой в гетеродине. При этом достигаются достаточно высокий коэффициент преобразования и устойчивая работа приемника во всех диапазонах. Одна из простейших и хорошо работающих подобных схем преобразователя частоты приведена на рис. 38 [Л. 44].

**Смеситель.** Принятый антенной сигнал поступает на вход преобразователя через конденсатор  $C_1$  в цепь базы транзистора смесителя  $T_1$ , а получаемый на выходе смесителя сигнал ПЧ (несущая 465 кГц) через трансформатор, состоящий из катушек  $L_3$ ,  $L_4$ , и далее через фильтр сосредоточенной селекции LC-типа или пьезокерамический (на схеме не показан) направляется на вход УПЧ. Диод  $D_1$ , шунтирующий контур ПЧ  $L_3C_8R_9$ , является ограничителем сигналов, предохраняющим УПЧ от перегрузки. Питается смеситель через индивидуальный развязывающий фильтр  $R_{10}C_9$ .

**Гетеродин** выполнен по трехточечной схеме, его транзистор  $T_2$  включен по схеме ОБ. Колебательный контур гетеродина  $L_2C_5C_6C_7$  связан с коллекторной цепью транзистора  $T_2$  индуктивно. Оптимальный режим самовозбуждения определяется положением отвода катушки  $L_1$  и емкостью конденсатора  $C_4$ .

Напряжение от гетеродина поступает в цепь эмиттера транзистора-смесителя через конденсатор  $C_2$ . Питается гетеродин через индивидуальный развязывающий фильтр  $R_8 C_{10} C_{11}$ . В схеме на рис. 38 показаны катушки индуктивности входного контура и контура гетеродина, относящиеся к одному диапазону, и местоположение контактов переключателя диапазонов.

**Данные катушек.** Для диапазона 24,8—32 м (КВ-I):  $L_1$  — 4 + + 2 витка 0,12,  $L_2$  — 14 витков 0,09, намотка проводом марки

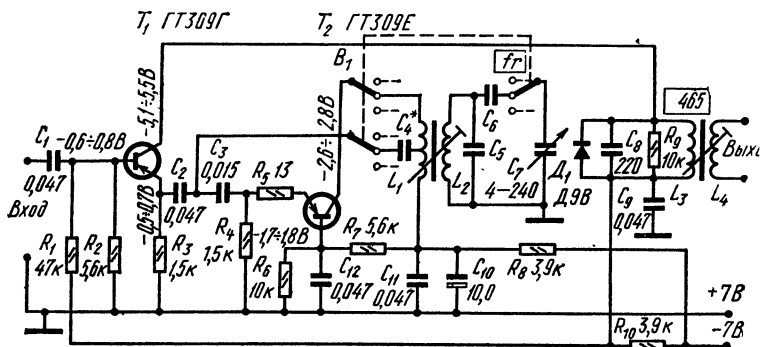


Рис. 38.

ПЭВТЛ-1, сердечник из феррита 100НН;  $C_4$  — 0,015 мкФ,  $C_5$  — 51 пФ,  $C_6$  — 75 пФ.

Для диапазона 40,6—77 м (КВ-II):  $L_1$  — 2 + 5 витков 0,12,  $L_2$  — 22 витка 0,23, намотка проводом марки ПЭВТЛ-1, сердечник из феррита 100НН;  $C_5$  — 18 пФ.

Для стандартного диапазона СВ:  $L_1$  — 5 + 3 витка ПЭВТЛ-1 0,12,  $L_2$  — 3 × 28 витков ЛЭП 3 × 0,06; сердечник из феррита 600НН;  $C_5$  — 240 пФ,  $C_6$  — 6—25 пФ.

Для стандартного диапазона ДВ:  $L_1$  — 8 + 3 витка,  $L_2$  — 3 × 48 витков; намотка проводом марки ПЭВТЛ-1 0,09; сердечник из феррита 600НН;  $C_5$  — 120 пФ,  $C_6$  — 42—60 пФ.

### 3.7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С КОЛЬЦЕВЫМ СМЕСИТЕЛЕМ

Этот преобразователь частоты (рис. 39) относится к числу преобразователей с отдельным гетеродином [Л. 36]. Сигнал принимаемой частоты, усиленный каскадом УВЧ на транзисторе  $T_1$  с резонансным контуром  $L_1 C_{3a} C_5 - C_7$ , через индуктивную связь между катушками  $L_1$  и  $L_2$  поступает на кольцевую схему, состоящую из четырех диодов  $D_1 - D_4$ . Одновременно на нее подается напряжение с частотой гетеродина из его колебательного контура  $L_3 C_{3b} C_{11} - C_{13}$  с помощью индуктивной связи между катушками  $L_3$  и  $L_4$  через средние точки катушек  $L_2$  и  $L_5$ .

Сигнал ПЧ получается на катушке  $L_5$  и через индуктивную связь передается в контур  $L_6 C_{15} C_{14}$ , настроенный на частоту 465 кГц, а из него в цепь базы транзистора  $T_3$ , работающего в первом каскаде УПЧ приемника.

Цепь эмиттера транзистора  $T_3$  УПЧ через ячейку фильтра низких частот  $R_{13} C_{17} C_{16}$  и резистор  $R_3$  соединена с базой транзистора  $T_1$  УВЧ.

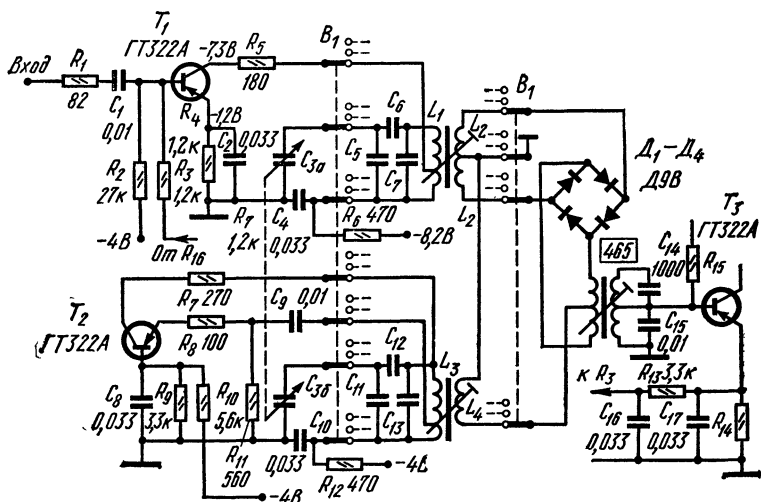


Рис. 39.

**Данные катушек.** Катушка  $L_5$  содержит  $(6 + 6 + 6) \times 2$  витков ПЭЛШО 0,1, а катушка  $L_6$   $(24 + 24 + 24) \times 2$  витков ПЭВ-2 0,1. Обе катушки намотаны на общем трехсекционном каркасе с сердечником диаметром 2,8 и длиной 12 мм из феррита марки 600НН. Данные катушек  $L_1 - L_4$  зависят от диапазона принимаемых частот; они включаются в контуры контактами переключателя диапазонов.

### 3-8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ АМ СИГНАЛОВ С УСИЛИТЕЛЕМ ВЧ/ПЧ НА ВСЕ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ДИАПАЗОНЫ

При приеме программ в диапазоне КВ, СВ или ДВ на вход схемы, представленной на рис. 40, поступает АМ сигнал с ферритовой антенны приемника, а при приеме в диапазоне УКВ ЧМ сигнал с несущей частотой 6,8 МГц от входного блока УКВ приемника [Л. 37]. В первом случае на выходе рассматриваемой схемы в результате преобразования получается сигнал с несущей частотой 465 кГц, а во втором — усиленный без преобразования сигнал с частотой 6,8 МГц.



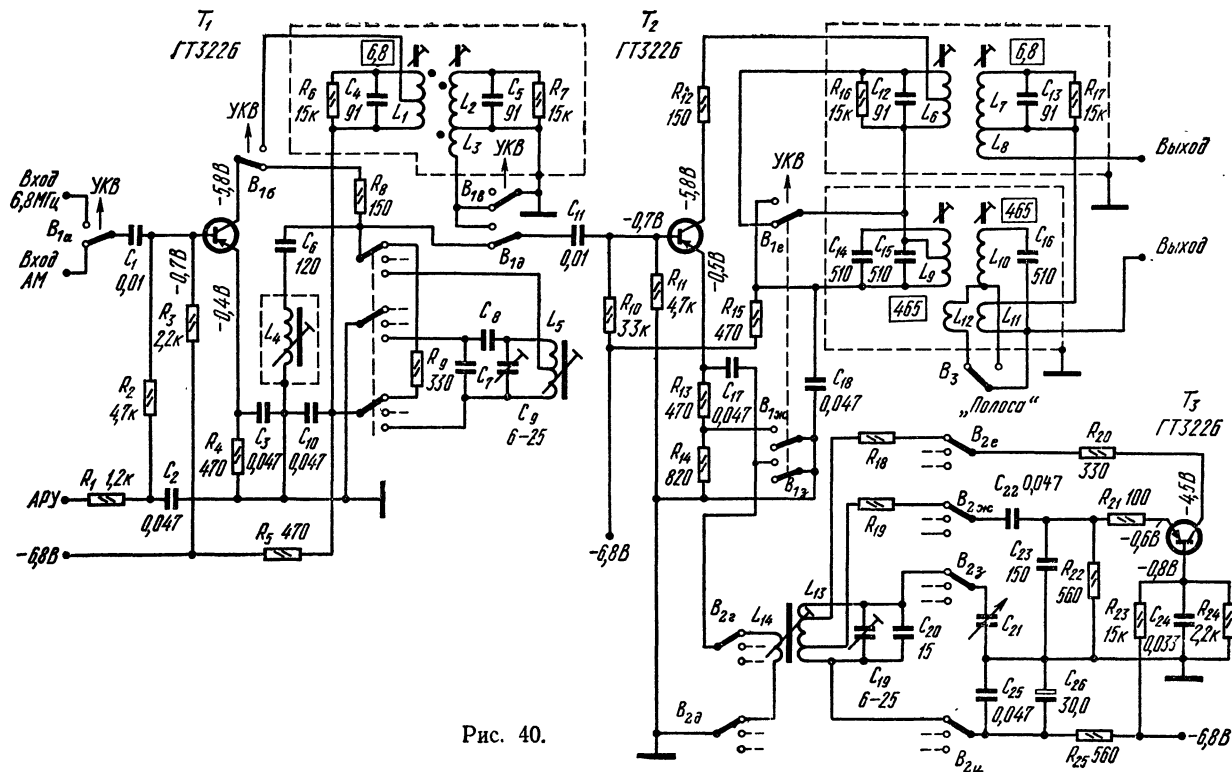


Рис. 40.

Каскад на транзисторе  $T_1$  при приеме в диапазоне УКВ является усилителем промежуточной частоты 6,8 МГц с полосовым фильтром  $C_4R_6L_1L_2C_5R_7$ ; при работе приемника в диапазоне КВ — усилителем сигнала принимаемой частоты с резистором  $R_9$  в цепи коллектора (апериодический УВЧ); при работе в диапазонах СВ и ДВ также усилителем принимаемой частоты с неперестраиваемым контуром  $L_5C_7C_8C_9$  в цепи коллектора (для каждого диапазона отдельный контур, настроенный на среднюю его частоту). Контур  $L_4C_6$  является режекторным и служит для подавления помех с частотами, близкими к промежуточной частоте 465 кГц.

Напряжение АРУ поступает в цепь базы транзистора  $T_1$  с детекторов АРУ УПЧ приемника (см. схему на рис. 46) через резистор  $R_2$ .

Второй каскад на транзисторе  $T_2$  связан с каскадом на транзисторе  $T_1$  индуктивно ( $L_1L_2$ ) при приеме ЧМ сигналов в диапазоне УКВ или через конденсатор  $C_{11}$  при приеме во всех других радиовещательных диапазонах. Когда приемник работает в диапазоне УКВ, каскад на транзисторе  $T_2$  представляет собой усилитель сигнала ПЧ (6,8 МГц) с двухконтурным полосовым фильтром  $C_{12}R_{16}L_6L_7C_{13}R_{17}$ . С помощью катушки связи  $L_8$  усиленный сигнал ПЧ передается на последующие каскады приемника для дальнейшего усиления. Если же осуществляется прием программ в диапазонах КВ, СВ и ДВ, то транзистор  $T_2$  выполняет функции смесителя. В гетеродине, собранном по обычной схеме индуктивной трехточки, работает транзистор  $T_3$ , включенный по схеме ОБ. Напряжение с частотой гетеродина поступает из его колебательного контура  $L_{13}C_{19} - C_{23}$  с помощью катушки связи  $L_{14}$  через конденсатор  $C_{17}$  в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ . Полученный в цепи коллектора последнего сигнал ПЧ 465 кГц выделяется двухконтурным полосовым фильтром  $C_{14}C_{15}L_9L_{10}L_{12}C_{16}$  и с помощью катушки связи  $L_{11}$  передается для дальнейшего усиления на УПЧ приемника.

Переключатель  $B_3$  «Полоса» изменяет ширину полосы пропускания полосового фильтра, изменяя связь между его контурами (замыкая накоротко или включая во второй контур фильтра катушку  $L_{12}$ , индуктивно связанную с катушкой  $L_9$  первого контура).

### 3-9. УСИЛИТЕЛИ ПЧ И ДЕТЕКТОРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СУПЕРГЕТЕРОДИНОВ БЕЗ ДИАПАЗОНА УКВ

Усилители ПЧ транзисторных приемников, рассчитанных на прием радиовещательных передач только в диапазонах КВ, СВ и ДВ, содержат по два — три каскада на маломощных высокочастотных германиевых или кремниевых транзисторах, а их детекторы выполняются на германиевых точечных диодах.

Сигнал промежуточной частоты 465 кГц поступает от преобразователя частоты на вход УПЧ (в цепь базы транзистора первого каскада УПЧ) через ФСС из LC-контуров или пьезокерамический фильтр, который в основном обеспечивает избирательность приемника. Полученный на выходе детектора НЧ сигнал направляется на вход УНЧ приемника, а постоянная составляющая выпрямленного детектором напряжения используется для АРУ каскадов УПЧ.

**Апериодические УПЧ.** В малогабаритных транзисторных приемниках класса IV применяют простейшие схемы УПЧ, в которых межкаскадные связи и связь последнего каскада УПЧ с амплитудным детектором — резистивные. В этом случае детектор удобно выполнять по схеме с удвоением напряжения.

**Трехкаскадный УПЧ** на кремниевых транзисторах КТ315 по схеме на рис. 41 [Л. 38] дает усиление по напряжению около 70 дБ. При входном напряжении ПЧ 25 мкВ и коэффициенте модуляции 0,3 на нагрузке детектора получается НЧ сигнал величиной 5 мВ. (Катушка индуктивности, показанная в левой части схемы штриховой линией, является выходной катушкой связи ФСС.) Через резистор  $R_9$  в цепь базы первого каскада УПЧ подается напряжение АРУ.

**Двухкаскадные усилители.** Широкое распространение в переносных приемниках классов III и IV имеют двухкаскадные УПЧ,

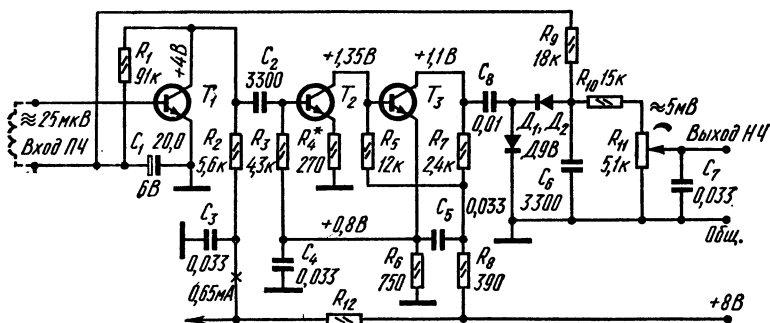


Рис. 41.

в которых апериодический первый каскад имеет резистивно-емкостную связь со вторым каскадом (рис. 42, а); второй каскад УПЧ резонансный, с низкой избирательностью, так как он сильно нагружен через трансформаторную связь контуром амплитудного детектора (полоса пропускания контура 50—100 кГц на уровне —3 дБ). На рис. 42, б, в показаны варианты схемы детектора к УПЧ.

При использовании в усилителе транзисторов широкого применения (П401—П403, П422, П423 или ГТ309В — ГТ309Е) на стандартной промежуточной частоте 465 кГц общее усиление двух каскадов от цепи базы транзистора  $T_1$  до катушки  $L_2$  трансформатора детектора около 50 дБ (300 раз); первый апериодический каскад дает усиление около 20 дБ.

Если в коллекторную цепь транзистора  $T_1$  первого каскада УПЧ вместо резистора включить резонансный контур и осуществить трансформаторную связь с цепью базы транзистора  $T_2$  второго каскада (рис. 43), то при использовании транзисторов ГТ309В усиление первого каскада возрастает до 32—34 дБ. Напряжение смещения на базах транзисторов последней схемы поддерживается с помощью селенового стабилитора 7ГЕ2А-С.

Трансформаторы связи УПЧ с детектором в схемах на рис. 42 и 43 имеют броневые сердечники из двух чашек диаметром 8,6 мм

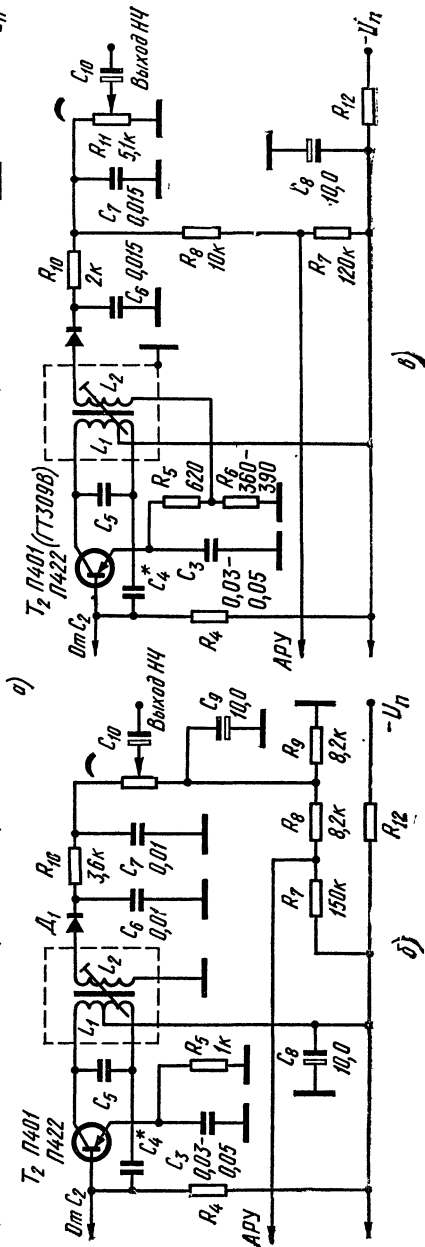
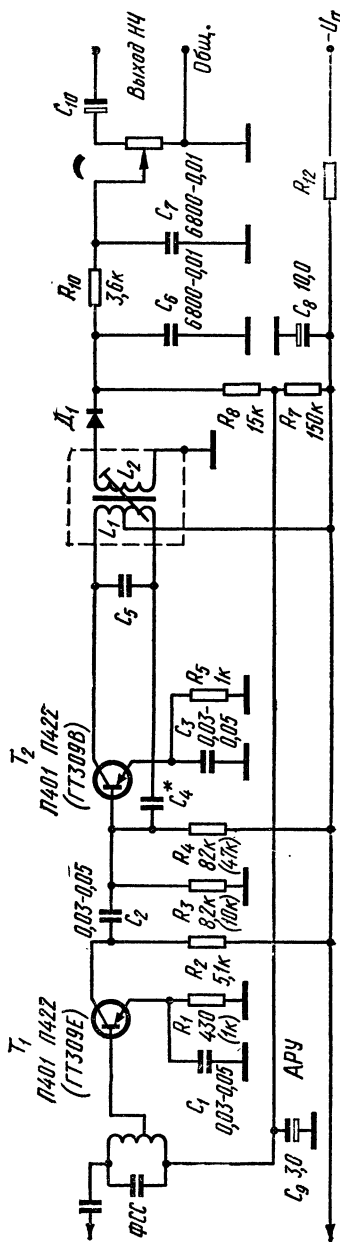


Рис. 42.

с подстроечниками диаметром 2,8 мм из феррита марки 600НН; катушки  $L_1$  и  $L_2$  намотаны на общем двух-трехсекционном каркасе, расположенном внутри сердечника. В зависимости от емкости конденсатора  $C_5$  катушки имеют данные, указанные в табл. 13.

**Трехкаскадный резонансный усилитель.** Усилитель на высокочастотных транзисторах с трансформаторными межкаскадными связями по схеме на рис. 44 на средней частоте полосы пропускания 465 кГц дает усиление около 80 дБ [Л. 40]. Так как резонансные контуры шунтированы резисторами, усилитель устойчиво работает без нейтрализации. На базы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  второго и третьего

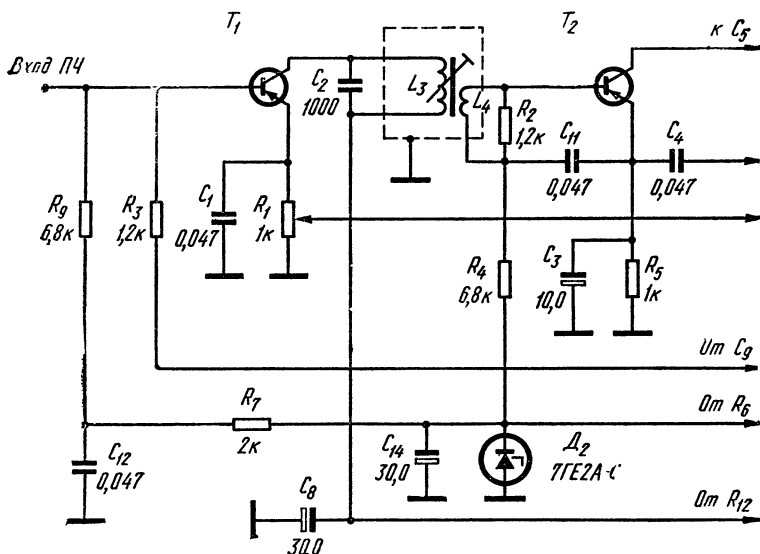


Рис.

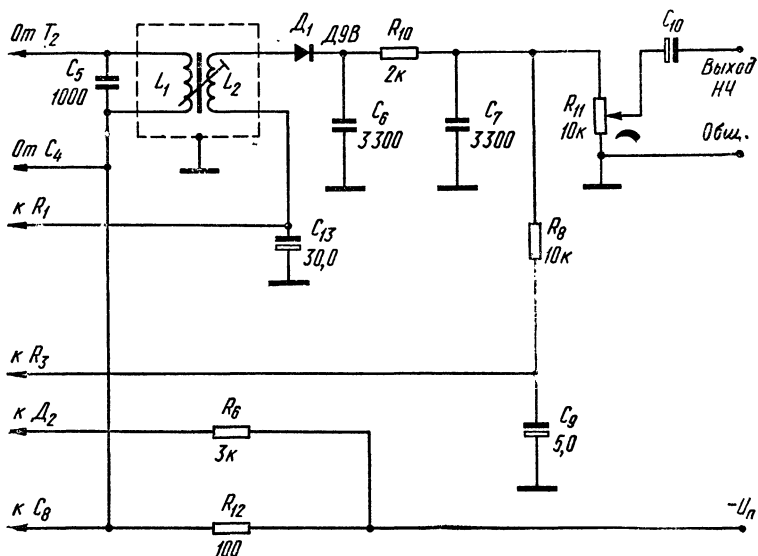
каскадов подается стабилизированное смещение, что улучшает стабильность их режима.

Нейтринные конденсаторы  $C_4$  в схемах на рис. 42 должны иметь емкость 4—15 пФ (она не критична); подбирают емкости при налаживании приемников.

Если в резонансных контурах УПЧ по схемам на рис. 42 и 43 применить конденсаторы емкостью около 1 000 пФ, то усилители будут работать устойчиво, не самовозбуждаться и без нейтрализации; конденсатор  $C_4$  при этом из схем на рис. 42 исключают, отвода в катушке  $L_1$  не делают, включая ее полностью в цепь коллектора транзистора  $T_2$ .

Детектор на диоде  $D_1$  создает на потенциометре  $R_{11}$  ручного регулирования громкости низкочастотную составляющую, которая поступает на вход усилителя НЧ приемника, а также постоянное напряжение АРУ, подаваемое в цепь базы первого каскада УПЧ.

Начальное смещение на базу транзистора этого каскада задается от источника питания приемника с помощью делителя напряжения, образуемого резисторами  $R_7 - R_{11}$  на рис. 42,  $R_1, R_3, R_8 - R_{11}$  на рис. 43,  $R_7 - R_{11}$  на рис. 44. С этого же делителя подается на диод  $D_1$  прямое смещение, повышающее чувствительность детектора и снижающее вносимые им нелинейные искажения при малых уровнях принимаемого сигнала. В варианте схемы по рис. 42, в диод  $D_1$  получает дополнительное смещение с резистора  $R_8$ , включенного в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ , а в схеме на рис. 43 — с резистора  $R_1$ , находящегося в цепи эмиттера транзистора  $T_1$ .



43.

П-образный фильтр из резистора  $R_{10}$  и конденсаторов  $C_6$  и  $C_7$  преграждает путь токам ПЧ на усилитель низкой частоты.

Диод  $D_1$  может быть германиевым любого типа из серий Д2 или Д9 с возможно большим прямым током.

**Ручной регулятор громкости.** Используемый в нем переменный резистор  $R_{11}$  должен иметь кривую вида В (обратнологарифмическая зависимость введенного сопротивления от угла поворота оси).

**Устройство АРУ.** В схемах по рис. 42—44 детектирующий диод  $D_1$  имеет соединение по постоянному току с цепью базы транзистора  $T_1$  первого каскада УПЧ. Поэтому постоянная составляющая тока диода проходит через цепь базы этого транзистора. По мере увеличения уровня сигнала, поступающего с УПЧ на диод, получающаяся в результате детектирования постоянная составляющая также увеличивается. Вследствие этого ток прямого смещения базы транзистора  $T_1$  уменьшается, а это ведет к уменьшению его тока коллектора

Таблица 13

Трансформаторы связи с детектором для схем по рис. 42

Емкость конденсатора контура, пф	Первичная обмотка (катушка контура)				Вторичная обмотка (катушка связи)		От какого приемника
	$L_1$ , мкГ	$\omega_1$	Отвод от витка	Марка провода	$\omega_2$	Марка провода	
260	590	160	110	ПЭЛ 0,08	110	ПЭЛ 0,08	«Старт», «Топаз»
270	410	130	65	ПЭЛ 0,09	100	ПЭЛ 0,09	«Космос»
390	290	104	—	ПЭВ-1 0,1	104	ПЭЛШО 0,1	«ВЭФ-Спидола-10», «ВЭФ-12»
510	240	2×50	50	ЛЭШО 5×0,06	50	ПЭВ-2 0,1	«Меридиан»
510	250	2×51	51	ПЭВ-1 0,09	40	ПЭВ-1 0,09	«Нейва-М»
510	260	2×55	55	ПЭВ-1 0,08	55	ПЭВ-1 0,08	«Орленок»
510	240	2×48	48	ПЭВ-2 0,1	48	ПЭЛШО 0,1	«Рига-301»
510	260	2×55	55	ПЭВ-1 0,08	2×55	ПЭВ-1 0,08	«Рубин-Т7»
510	240	2×48	48	ПЭВ-1 0,09	2×48	ПЭВ-1 0,09	«Сигнал»
510	240	3×33	—	ПЭВ-1 0,1	3×33	ПЭЛШО 0,1	«Соната»
510	118	130	—	ПЭВТЛ-1 0,08	130	ПЭВТЛ-1 0,08	«Этюд»

Емкость конденсатора контура, пф	Первичная обмотка (катушка контура)				Вторичная обмотка (катушка связи)		От какого приемника
	$L_1$ , мкГ	$w_1$	Отвод от витка	Марка провода	$w_2$	Марка провода	
510	240	2×48	48	ПЭВТЛ 0,09	2×48	ПЭВТЛ 0,09	«Юпитер»
1 000	117	2×23+24	—	ПЭВ-2 0,1	2×23+24	ПЭЛШО 0,1	«Банга»
1 000	117	72	—	ЛЭВ 5×0,06	47	ПЭЛШО 0,1	«Гауя»
1 000	110	2×35	—	ПЭВТЛ-1 0,09	20+80	ПЭВТЛ-1 0,09	«Мрия»
1 000	117	2×34	34	ПЭВ-2 0,1	34	ПЭВ-2 0,16	«Орбита»
1 000	117	65	—	ПЭВ-1 0,1	110	ПЭЛШО 0,1	«Селга»
1 000	120	35+30	—	ПЭВТЛ-1 0,12	30+68	ПЭВТЛ-1 0,12	«Сокол-4»
1 000	140	2×35	—	ПЭВТЛ-1 0,12	20+80	ПЭВТЛ-1 0,12	«Спорт-2»
1 000	118	2×35	—	ПЭВТЛ-1 3×0,06	2×35	ПЭВТЛ-1 3×0,06	«Сюрприз»
1 000	117	3×23	—	ПЭВ-2 0,1	3×24	ПЭЛШО 0,1	«Океан»
1 500	78	60	—	ЛЭ 5×0,08	75	ПЭЛ 0,1	«Альпинист»
1 500	78	62	—	ПЭВ-2 0,1	62	ПЭВ-2 0,1	«Гялала»
1 500	80	60	—	ПЭВ-2 5×0,06	45	ПЭВ-2 0,12	«Сувенир»



и усилению первого каскада УПЧ. Амплитудная модуляция поступающего на детектор сигнала ПЧ практически не влияет на величину смещения базы транзистора  $T_1$  вследствие наличия фильтрующих цепочек в цепи АРУ.

В схемах по рис. 42 и 43 уровень НЧ сигнала после детектора изменяется на 6—12 дБ (в 2—4 раза) при изменении уровня сигнала ПЧ в цепи базы первого каскада УПЧ на 25—26 дБ (в 10 раз). Эффективность действия АРУ здесь получается невысокой вследствие наличия резистора  $R_1$  в цепи эмиттера транзистора  $T_1$  регулируемого каскада УПЧ. Дело в том, что при уменьшении тока коллектора транзистора  $T_1$  падение напряжения на резисторе  $R_1$  также уменьшается, а это ведет к смещению рабочей точки диода  $D_1$  вниз по

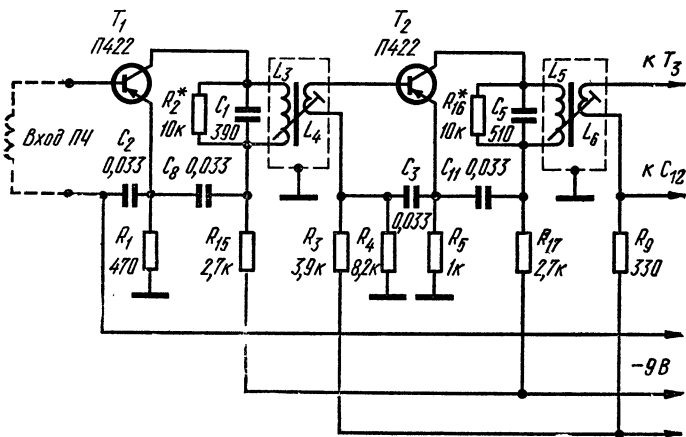


Рис.

вольт-амперной характеристике. Вследствие этого уменьшается и результирующее напряжение смещения, поступающее с диода в цепь базы транзистора  $T_1$ , а это неизбежно приводит к снижению эффективности АРУ.

Если эмиттер транзистора  $T_1$  соединить непосредственно с общей точкой схемы (исключить резистор  $R_1$  в схеме на рис. 42), то эффективность действия АРУ существенно улучшится, но вместе с тем ухудшится температурная стабильность регулируемого каскада УПЧ на германиевом транзисторе.

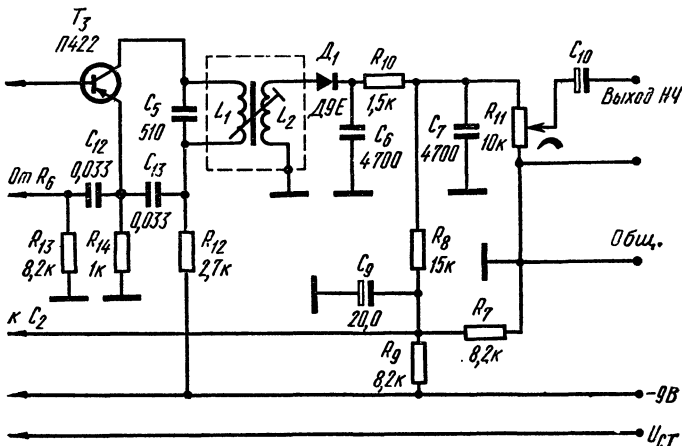
При прочих равных условиях эффективность действия АРУ тем лучше, чем больше  $h_{21}$  транзистора  $T_1$  регулируемого каскада, чем меньше величина  $I_{к.о}$  этого транзистора и чем меньше сопротивление резистора  $R_8$ . Однако уменьшение этого сопротивления ухудшает коэффициент передачи детектора сигнала.

Хотя в цепи эмиттера транзистора  $T_1$  регулируемого каскада усилителя по схеме на рис. 43 имеется резистор  $R_1$ , однако здесь действие АРУ достаточно эффективно, так как на детектирующий диод поступает только часть напряжения с резистора  $R_1$ .

### 3-10. ТРЕХКАСКАДНЫЙ УПЧ С РАЗДЕЛЬНЫМИ ТРАНЗИСТОРНЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ СИГНАЛА И АРУ

Усилитель ПЧ. Модулированный по амплитуде сигнал ПЧ поступает на вход усилителя (рис. 45) от преобразователя частоты через ФСС (на схеме не показан).

Транзистор  $T_1$  первого каскада усилителя включен по схеме ОЭ. Цепь коллектора этого транзистора гальванически соединена с цепью базы транзистора  $T_2$  второго каскада, включенного по схеме ОК. Второй каскад имеет RC-связь с третьим каскадом на транзисторе  $T_3$ . Последний включен по схеме ОБ и имеет в цепи коллектора полосовой фильтр из двух контуров  $L_1C_5$  и  $L_3C_{10}$ , связанных через конденса-



44.

тор  $C_6$ . Применение такой комбинации схем включения транзисторов в отдельных каскадах обеспечивает хорошее согласование нагрузок для каждого из них, и усилительные свойства транзисторов достаточно полно используются. Общее усиление схемы до резонансного контура  $L_1C_5$  на промежуточной частоте 465 кГц достигает величины примерно 80 дБ (при уровне сигнала на входе УПЧ не выше 200—250 мкВ).

**Детектор сигнала.** С резонансного контура  $L_3C_{10}$  модулированный по амплитуде сигнал ПЧ поступает через трансформаторную связь между катушками  $L_3$  и  $L_4$  в цепь базы транзистора  $T_5$ , включенного по схеме ОЭ, который выполняет функции детектора сигнала. Детектирование осуществляется вследствие нелинейной зависимости тока коллектора от напряжения в цепи базы. С помощью делителя напряжения из резисторов  $R_{15}$  и  $R_{16}$  на базу подается от общего источника питания небольшое прямое смещение, увеличивающее коэффициент передачи детектора.

На включенном в цепь коллектора резисторе  $R_{18}$  получается низкочастотный сигнал, который подается через конденсатор  $C_{15}$

на УНЧ для дальнейшего усиления. Конденсатор  $C_{14}$  отфильтровывает колебания ПЧ.

**Автоматическое регулирование усиления.** В систему АРУ входят отдельный детектор на транзисторе  $T_4$  и делитель напряжения на входе усилителя ПЧ, состоящий из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и кремниевого диода  $D_1$ . От источника питания усилителя на этот диод подается прямое смещение такой величины, что при малом уровне входного сигнала динамическое сопротивление диода мало и с входа до базы транзистора  $T_1$  сигнал проходит с ничтожными потерями.

На базу транзистора  $T_4$  начальное смещение не подается, вследствие чего ток через резистор  $R_{14}$  в цепи эмиттера этого транзистора в отсутствие сигнала весьма мал. Появившийся сигнал, усиленный всеми тремя каскадами УПЧ, поступает на базу транзистора  $T_4$

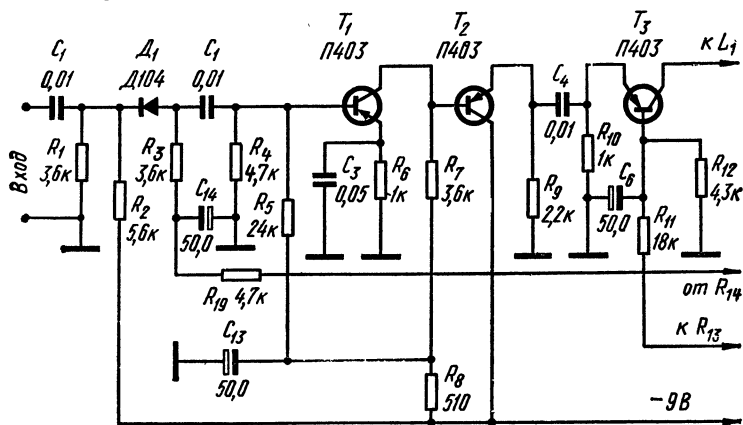


Рис.

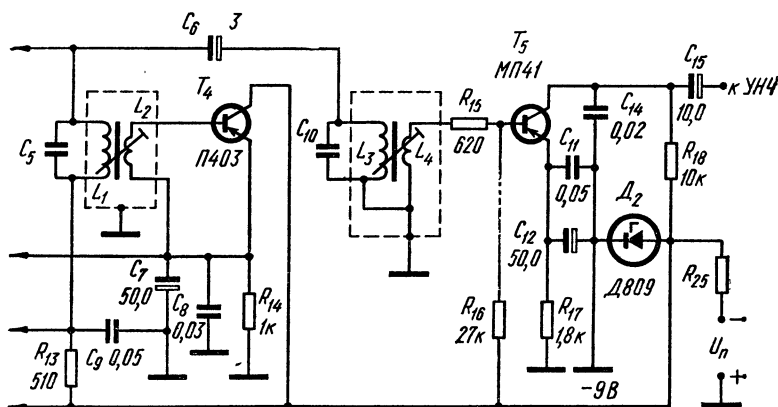
из резонансного контура  $L_1 C_5$  по индуктивной связи между катушками  $L_1$  и  $L_2$ . От действия этого сигнала через транзистор  $T_4$  возникает ток, создающий постоянную составляющую напряжения на резисторе (переменные составляющие промежуточной и низкой частоты замыкаются через конденсаторы  $C_7$  и  $C_8$ ). Эта постоянная составляющая через резисторы  $R_{19}$  и  $R_3$  поступает на диод  $D_1$  как обратное смещение. Чем больше его величина, тем в большей степени оно компенсирует прямое смещение, создаваемое источником диода. Увеличение последнего снижает величину входного сигнала, поступающего на базу транзистора  $T_1$ , а значит, и выходного сигнала усилителя.

Автоматическая регулировка усиления начинает работать при уровне сигнала на входе УПЧ около 250 мкВ, что соответствует напряжению сигнала 1 В в цепи коллектора транзистора  $T_3$ ; при увеличении уровня входного сигнала в 250 раз напряжение сигнала в цепи коллектора транзистора не превышает 2 В.

Сопротивление в цепи базы транзистора  $T_4$ , представленное только сопротивлением катушки связи  $L_2$ , очень мало, вследствие чего каскад на этом транзисторе обладает хорошей температурной стабильностью.

### 3-11. УСИЛИТЕЛЬ ПЧ С ДИОДНЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ ДЛЯ СУПЕРГЕТЕРОДИНА НА ВСЕ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ДИАПАЗОНЫ

При приеме передач на УКВ на вход УПЧ поступает ЧМ сигнал со средней частотой 6,8 МГц, а при приеме на других радиовещательных диапазонах — АМ сигнал с несущей частотой 465 кГц (рис. 46) [Л. 36]. (Катушки индуктивности, изображенные в левой части этой схемы штриховой линией, являются катушками связи с предыдущим каскадом приемника; на рис. 40 они обозначены  $L_8$  и  $L_{11}$ .) С детекторов сигналов имеются три выхода: сигнал от ЧМ детектора на стереодекодер; низкочастотный сигнал с ЧМ или АМ



45.

детектора непосредственно на вход (входы) УНЧ (при приеме монофонических программ); низкочастотный сигнал с ЧМ или АМ детектора для записи радиовещательных программ на магнитофон. Последние два выхода подключаются контактами переключателя  $B_1$  к одному из детекторов.

Усилитель ПЧ содержит два каскада на германиевых транзисторах, включенных по схеме ОЭ. Между этими каскадами, а также между вторым каскадом и детекторами сигналов расположены двухконтурные полосовые фильтры со средними частотами полос пропускания 6,8 МГц (прием ЧМ сигналов) и 465 кГц (прием АМ сигналов). Связь между резонансными контурами каждого фильтра — индуктивная. Коллекторные контуры, настроенные на частоты 6,8 МГц и 465 кГц, соединены последовательно. При приеме сигналов с АМ полосу пропускания УПЧ можно изменять, увеличивая или уменьшая связь между контурами  $L_4C_5C_6$  и  $L_5L_6C_7$  с помощью двухпозиционного переключателя  $B_2$ .

Детектор ЧМ сигналов выполнен по схеме детектора отношений на диодах  $D_1$  и  $D_2$ . В выходных цепях детектора на УНЧ и на магни-



тофон имеются фильтры нижних частот  $R_{15}C_{17}$  и  $R_{16}C_{24}$ . На стереодекодер сигнал с детектора поступает, минуя фильтры.

Постоянная составляющая напряжения выходного сигнала детектора, полярность которой зависит от знака отклонения частоты поступающего на детектор сигнала ПЧ от номинальной частоты 6,8 МГц, используется для автоподстройки частоты гетеродина УВБ блока приемника. В цепи АПЧГ имеется двухзвенный фильтр  $R_{21}C_{31}R_{22}C_{32}$ . Автоподстройка частоты включается переключателем  $B_3$  «АПЧГ».

Детектор АМ сигналов выполнен по однополупериодной схеме на диоде  $D_3$  и имеет на выходе фильтры нижних частот. Диод получает небольшое прямое смещение с делителя напряжения  $R_{17} — R_{19}$ .

Система АРУ независима от детекторов сигнала. Она содержит два кремниевых диода. При приеме программ в диапазоне УВБ ЧМ сигнал с резонансного контура  $L_1C_3$  первого каскада УПЧ поступает через конденсатор  $C_{25}$  на диод  $D_4$ . Полученное в результате выпрямления напряжение АРУ подается через фильтры  $R_{23}C_{27}$  и  $R_{25}C_{28}$  в цепи баз транзисторов, работающих в каскадах УВЧ приемника ( $T_1$  на рис. 34 и  $T_1$  на рис. 40).

При приеме программ в диапазонах КВ, СВ или ДВ АМ сигнал с резонансного контура  $L_{11}C_{18}C_{19}$  второго каскада УПЧ поступает через конденсатор  $C_{29}$  на диод  $D_5$ . Полученное в результате выпрямления напряжение АРУ подается через фильтры  $R_{27}C_{30}$ ,  $R_{28}C_{27}$  и  $R_{24}C_1$  в цепи баз транзистора  $T_1$  первого каскада УПЧ, а также транзистора каскада УВЧ ( $T_1$  на рис. 40). Так как в системе АРУ применены кремниевые диоды, прямой ток через которые возникает при прямом напряжении около 0,3—0,5 В, то при малых уровнях принимаемого сигнала АРУ не действует (система АРУ с задержкой). Когда же амплитуда сигналов на диоде  $D_4$  или  $D_5$  превышает пороговое напряжение, напряжение АРУ возрастает с увеличением уровня сигнала.

### 3-12. СТЕРЕОДЕКОДЕР

Стереодекoder осуществляет преобразование полярно модулированного стереофонического сигнала в два низкочастотных сигнала стереоканалов А и В («левый» и «правый»). Состоит стереодекoder из каскада восстановления (относительного увеличения амплитуды) колебаний поднесущей частоты, схемы разделения стереоканалов и сигнализатора включения стереодекodера [Л. 37].

На вход стереодекodера поступает полярно модулированный сигнал с частотного детектора приемника, а с двух выходов стереодекodера низкочастотные сигналы подаются на входы усилителей НЧ (рис. 47).

**Каскад восстановления поднесущей частоты.** Полярно модулированный сигнал через цепь  $C_1C_2R_2$  поступает в цепь базы транзистора  $T_1$  этого каскада. Его коллекторная нагрузка состоит из резонансного контура  $L_1C_4$ , настроенного на поднесущую частоту 31,25 кГц, и резисторов  $R_5$  и  $R_6$ . Для «восстановления» поднесущей частоты используется явление резонанса в упомянутом контуре. Требуемое увеличение уровня поднесущей частоты на 14 дБ устанавливается изменением сопротивления регулируемого резистора  $R_5$ . Через конденсатор  $C_6$  стереосигнал поступает на базу транзистора  $T_2$ .

**Схема разделения стереосигнала.** Усиленный транзистором  $T_2$  сигнал через трансформатор  $L_2L_3$ , первичная цепь которого также настроена на поднесущую частоту, поступает на полярный детектор по мостовой схеме на диодах  $D_1 - D_4$ . Образующийся в результате детектирования разностный сигнал А — В вместе с тональной составляющей сигнала А + В с  $R_{12}$  поступает на суммирующе-вычитающую схему, образуемую резисторами  $R_{15} - R_{23}$ ; надтональная составляющая сигнала отфильтровывается цепью  $R_{14}C_8C_{10}$ .

В результате суммирования и вычитания составляющих на выходах стереодекодера выделяются низкочастотные сигналы стереофо-

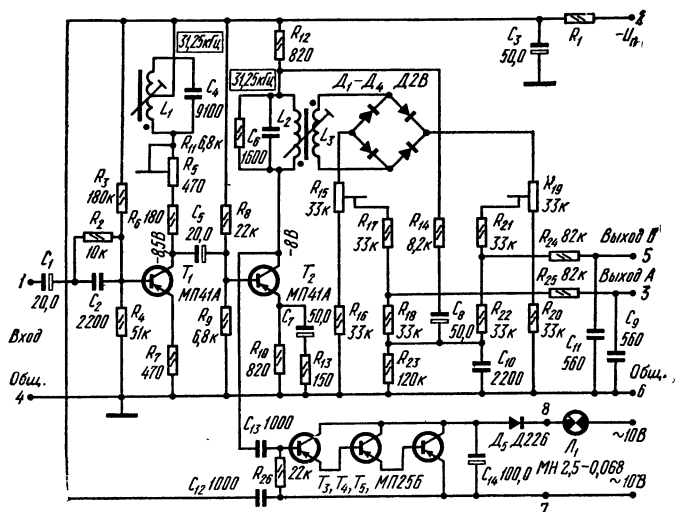


Рис. 47.

нических каналов А и В. Цепи  $R_{24}C_{11}$  и  $R_{25}C_9$  служат для дополнительного подавления поднесущей частоты. Регулировкой потенциометров  $R_{15}$  и  $R_{19}$  добиваются минимального проникания сигналов из одного стереоканала в другой.

**Сигнализатор включения стереодекодера** представляет собой усилитель постоянного тока на составном транзисторе  $T_3T_4T_5$ , в выходную цепь которого включена сигнальная лампочка накаливания  $L_1$ . Сигнализатор питается через однофазный выпрямитель на диоде  $D_5$  с конденсатором  $C_{14}$  от отдельной обмотки трансформатора питания приемника, дающей напряжение около 10 В. При появлении поднесущей частоты стереосигнала в цепи коллектора транзистора  $T_2$  она поступает через конденсаторы  $C_{12}$  и  $C_{13}$  в цепь базы транзистора  $T_3$ , вследствие чего коллекторный ток составного транзистора увеличивается и лампа  $L_1$  загорается.

## РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

### Схемы узлов и блоков транзисторных телевизоров

#### 4-1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Транзисторные телевизионные приемники строят по супергетеродинным схемам, в которых для приема звукового сопровождения используются биения между несущими частотами изображения и звука. Структурная схема таких телевизоров приведена на рис. 48. Принятый антенной в диапазоне метровых волн (каналы № 1—12) полный телевизионный радиосигнал усиливается каскадом УВЧ селектора телевизионных каналов ПТКП (Переключатель Телевизионных Каналов Полупроводниковый) и поступает на преобразо-

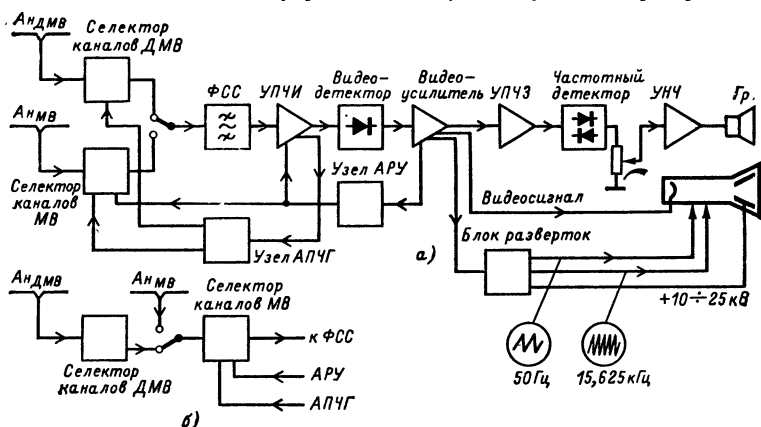


Рис. 48.

ватель частоты, в котором функции смесителя и гетеродина выполняют отдельные транзисторы. В отсутствие модуляции принимаемых сигналов в результате преобразования получаются две частоты: 38 МГц — несущая ПЧ изображения и 31,5 МГц — несущая ПЧ звукового сопровождения. В процессе передачи телевизионной программы промежуточная частота модулирована по амплитуде, а ПЧ звукового сопровождения — по частоте.

Телевизоры, предназначенные для приема телевизионных программ также в диапазоне ДМВ (каналы № 21—39), имеют дополнительный селектор телевизионных сигналов, преобразующий спектр частот того или иного канала диапазона ДМВ в указанные выше промежуточные частоты (структурная схема, показанная на рис. 48, а), либо в спектр частот одного из каналов диапазона метро-



вых волн, свободных в данной местности (обычно канал № 1—5). В последнем случае с выхода блока диапазона ДМВ сигнал поступает на вход блока ПТКП, т. е. прием телевизионных сигналов осуществляется с двойным преобразованием частоты, как показано на части структурной схемы, рис. 48, б. Возможно схемное или конструктивное объединение селекторов телевизионных каналов диапазонов метровых и дециметровых волн.

К телевизору, сконструированному для приема только в диапазоне метровых волн (каналы № 1—12), может быть подключен селектор каналов ДМВ в виде приставки (конвертера) согласно структурной схеме на рис. 48, б.

**Усилитель ПЧ сигналов изображения.** Спектр промежуточных частот поступает с выхода селектора каналов ПТКП через многоконтурный *LC*-фильтр сосредоточенной селекции *ФСС* на вход широкополосного усилителя. Последний принято называть усилителем промежуточной частоты сигналов изображения (сокращенно УПЧИ), хотя одновременно с сигналами изображения он осуществляет также усиление сигналов звукового сопровождения. С выхода УПЧИ сигнал подается на амплитудный детектор на полупроводниковом диоде — видеодетектор, а полученный на его выходе полный телевизионный сигнал усиливается широкополосным видеоусилителем и поступает в цепь катод — модулирующий электрод кинескопа, управляя его электронным лучом.

**Блок разверток.** Синхронизирующие импульсы с выхода видеодетектора поступают на блок разверток и управляют частотами вырабатываемых им колебаний для отклоняющей системы кинескопа.

Выходное напряжение усилителя строчной развертки повышает его выходным трансформатором и выпрямляется; в результате получаются высокие постоянные напряжения, используемые для питания кинескопа и транзистора оконечного каскада видеоусилителя.

В полупроводниковых телевизорах с большими экранами схема строчной развертки часто выполняется на электронных лампах.

**Канал звукового сопровождения.** Видеодетектор выполняет одновременно функции смесителя колебаний с несущими частотами 38 и 31,5 МГц. На выходе видеодетектора, кроме полного сигнала изображения, получается сигнал с несущей частотой, равной разности между несущими ПЧ изображения и звука, т. е.  $38 - 31,5 = 6,5$  МГц. Отображая в себе сигнал звукового сопровождения, эти колебания модулированы по частоте и, кроме того, по амплитуде, как и сигнал изображения в УПЧИ. Далее колебания разностной промежуточной частоты усиливаются усилителем сигналов звукового сопровождения (сокращенно УПЧЗ), и с помощью частотного детектора получается НЧ сигнал. Последний чаще всего выполняют по схеме детектора отношений («дробный детектор») на двух германиевых диодах. Такой детектор, как известно, на амплитудную модуляцию сигнала не реагирует. После частотного детектора следует усилитель НЧ.

**Питание** транзисторного телевизора осуществляется обычно от источника постоянного напряжения 12 В (иногда 18—24 В), в качестве которого используется аккумуляторная батарея или выпрямитель с транзисторным стабилизатором напряжения. С корпусом телевизора обычно соединен отрицательный полюс источника питания.

## 4-2. СЕЛЕКТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ ДИАПАЗОНА МЕТРОВЫХ ВОЛН

Селектор преобразует принятый антенной спектр радиочастот любого по выбору из телевизионных каналов в спектр промежуточных частот с несущими: изображения 38 МГц и звукового сопровождения 31,5 МГц.

Селектор каналов имеет на входе фильтр, подавляющий помехи на частотах, соответствующих спектру ПЧ телевизора ( $C_2C_3C_4L_{49}L_{50}$  в схеме ПТКП на рис. 49 и  $C_1C_2C_3C_4L_{49}L_{50}L_{51}$  в ПТКП-2 на рис. 50), входной широкополосный контур, каскад усиления частот принимаемого сигнала на транзисторе  $T_1$  с двухконтурным полосовым фильтром, гетеродин на транзисторе  $T_3$  и смеситель на транзисторе  $T_2$ .

Входное сопротивление селектора каналов 75 Ом.

Относящиеся к каждому из каналов катушки входного контура, полосового фильтра УВЧ и гетеродина расположены в отдельных сегментах переключателя барабанного типа и при вращении его оси переключаются одновременно. На приводимых схемах селекторов телевизионных каналов в контуры включены катушки, соответствующие приему сигналов канала № 12.

**Входной резонансный контур** настроен на среднюю частоту каждого канала; в схеме на рис. 49 [Л. 35] емкость его образуется конденсаторами  $C_5$ ,  $C_6$ , в схеме на рис. 50 [Л. 31] конденсаторами  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ , а также входной емкостью транзистора  $T_1$  и емкостью монтажа.

**Каскад УВЧ.** Транзистор  $T_1$  каскада УВЧ может быть включен по схеме ОЭ (рис. 49) или по схеме ОБ (рис. 50). В цепь коллектора транзистора  $T_1$  включен первый контур полосового фильтра, индуктивно связанный со вторым контуром, в который входят конденсаторы  $C_{12}$  и  $C_{13}$ .

В схеме на рис. 49 каскад УВЧ нейтрализован путем связи его цепи коллектора с цепью базы через катушку индуктивности  $L_{51}$  и конденсатор  $C_7$ . Автоматическая регулировка усиления каскада осуществляется напряжением, подаваемым в цепь базы транзистора  $T_1$  через резистор  $R_1$ .

**Смеситель.** Транзистор  $T_2$  смесителя включен по схеме ОЭ как для принимаемого сигнала, так и для колебаний гетеродина; в цепь базы этого транзистора сигнал поступает с конденсатора  $C_{13}$  второго контура полосового фильтра, а от гетеродина через конденсатор  $C_{14}$ . Получающиеся в результате преобразования колебания в спектре промежуточных частот выделяются во включенном в коллекторную цепь транзистора  $T_2$  широкополосном контуре  $L_{52}R_9C_{16}$ , который настроен на среднюю частоту этого спектра (35 МГц). Выходное напряжение ПЧ с резистора  $R_9$  подается на ФСС усилителя ПЧ изображения (см. § 4-3).

**Гетеродин.** Транзистор гетеродина  $T_3$  включен по схеме ОБ. Обратная связь осуществляется через межелектродные емкости и конденсатор  $C_{19}$ . В селекторе по схеме на рис. 49 подстройка контура гетеродина осуществляется конденсатором переменной емкости  $C_{18}$ , а в схеме на рис. 50 — с помощью варикапа  $D_2$  путем изменения на нем обратного смещения потенциометром  $R_{15}$ .

**Питание селектора** осуществляется постоянным напряжением 12 В. Напряжение питания гетеродина стабилизировано с помощью стабилитрона  $D_1$ .

Таблица 14

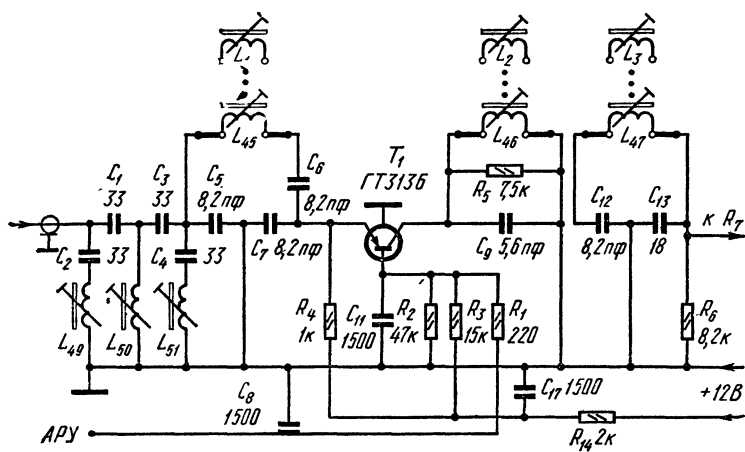
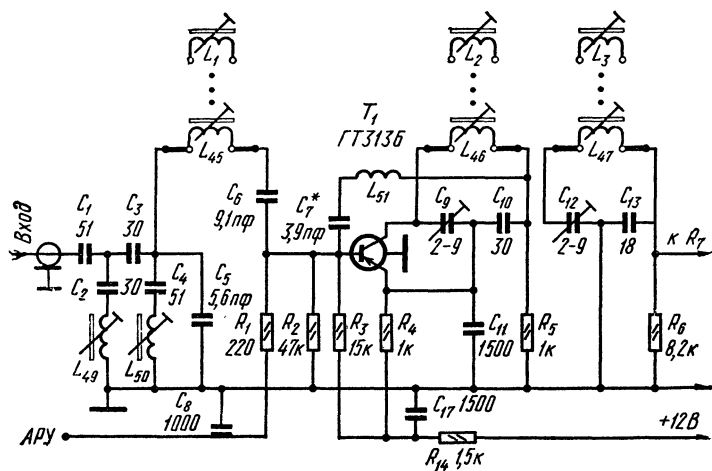
Данные катушек индуктивности селекторов  
телевизионных каналов

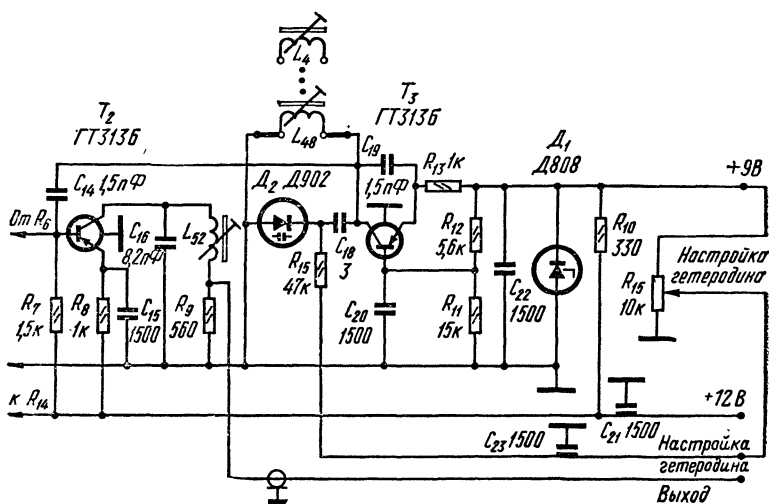
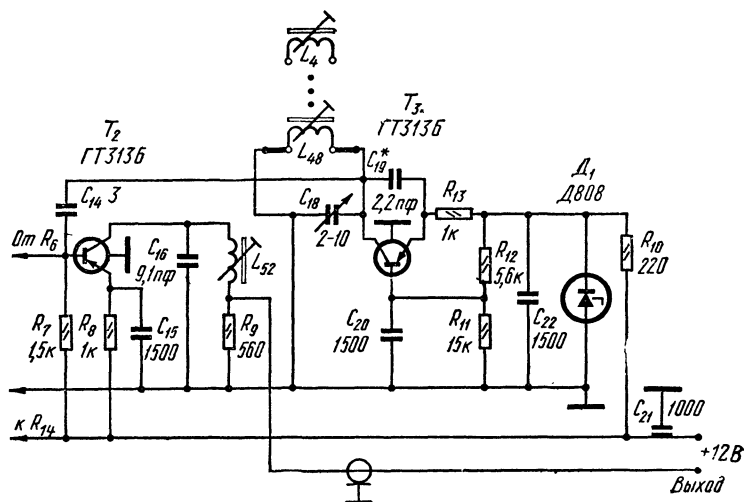
Номер канала или наименование контура	Обозна- чение катушки в схеме	Числа витков и диаметры обмоточного провода			
		ПТКП		ПТКП-2	
Канал № 1	$L_1$	18	0,12	24	0,12
	$L_2$	32	0,15	28	0,12
	$L_3$	30	0,15	31	0,12
	$L_4$	12	0,19	19	0,19
Канал № 2	$L_5$	17	0,12	22	0,12
	$L_6$	25	0,15	26	0,12
	$L_7$	24	0,15	28	0,12
	$L_8$	10	0,19	15	0,12
Канал № 3	$L_9$	15	0,12	18	0,12
	$L_{10}$	18	0,12	21	0,12
	$L_{11}$	18	0,12	23	0,12
	$L_{12}$	10	0,19	11	0,19
Канал № 4	$L_{13}$	12	0,12	13	0,12
	$L_{14}$	17	0,15	19	0,12
	$L_{15}$	15	0,15	21	0,12
	$L_{16}$	6	0,19	9	0,19
Канал № 5	$L_{17}$	10	0,12	12	0,12
	$L_{18}$	13	0,15	16	0,12
	$L_{19}$	13	0,15	19	0,12
	$L_{20}$	5	0,19	7	0,19
Канал № 6	$L_{21}$	8	0,19	9	0,31
	$L_{22}$	6	0,31	7	0,31
	$L_{23}$	6	0,31	7	0,31
	$L_{24}$	2,5	0,31	5	0,49
Канал № 7	$L_{25}$	7	0,19	9	0,31
	$L_{26}$	6	0,31	7	0,31
	$L_{27}$	5	0,31	7	0,31
	$L_{28}$	2	0,31	5	0,49

Продолжение табл. 14

Номер канала или наименование контура	Обозна- чение катушки в схеме	Числа витков и диаметры обмоточного провода			
		ПТКП		ПТКП-2	
Канал № 8	$L_{29}$	7	0,19	8	0,31
	$L_{30}$	6	0,31	6	0,31
	$L_{31}$	5	0,31	6	0,31
	$L_{32}$	1,5	0,31	4	0,49
Канал № 9	$L_{33}$	7	0,19	8	0,31
	$L_{34}$	5	0,31	5	0,31
	$L_{35}$	5	0,31	5	0,31
	$L_{36}$	1,5	0,31	4	0,49
Канал № 10	$L_{37}$	6	0,19	7	0,31
	$L_{38}$	5	0,31	5	0,31
	$L_{39}$	4	0,31	5	0,31
	$L_{40}$	1,5	0,31	3	0,49
Канал № 11	$L_{41}$	6	0,19	7	0,31
	$L_{42}$	4	0,31	4	0,31
	$L_{43}$	4	0,31	4	0,31
	$L_{44}$	1	0,49	3	0,49
Канал № 12	$L_{45}$	5	0,19	6	0,31
	$L_{46}$	4	0,31	3	0,31
	$L_{47}$	3	0,31	4	0,31
	$L_{48}$	1	0,64	3	0,49
Антенный фильтр	$L_{49}$	12	0,19	11	0,19
	$L_{50}$	13	0,19	10	0,19
Цепь нейтрали- зации УВЧ	$L_{51}$	9	0,41	—	—
Выходной кон- тур ПЧ	$L_{52}$	21	0,12	21	0,12

Примечание. Все катушки выполнены проводом марки ПЭВ-1. Катушки  $L_1$ — $L_{48}$  намотаны на пластмассовых каркасах диаметром 3 мм с сердечниками-подстроечниками диаметром 2 мм из латуни, катушки  $L_{49}$ ,  $L_{50}$ ,  $L_{52}$  — на пластмассовых каркасах диаметром 5,5 мм из пластмассы с сердечниками-подстроечниками диаметром 3 мм из латуни. Катушка цепи нейтрализации  $L_{51}$  бескаркасная, подстроечников не имеет.





**Конструкция катушек.** Все катушки однослойные, намотаны виток к витку проводом ПЭВ-1. Катушки  $L_1 - L_{48}$  выполнены на пластмассовых каркасах диаметром 3 мм с латунными сердечниками-подстроечниками диаметром 2 мм. Катушки  $L_{49}, L_{50}, L_{52}$  в селекторе ПТКП и  $L_{49} - L_{52}$  в селекторе ПТКП-2 намотаны на каркасах диаметром 5 мм из пластмассы с латунными сердечниками-подстроечниками диаметром 3 мм. Катушка  $L_{51}$  в селекторе ПТКП бескаркасная, диаметр намотки 3 мм. Числа витков и диаметры проводов всех катушек селекторов указаны в табл. 14.

#### 4.3. УСИЛИТЕЛИ ПЧ ИЗОБРАЖЕНИЯ С ВИДЕОДЕТЕКТОРАМИ

На вход УПЧИ телевизора поступает сигнал с селектора телевизионных каналов. Выходной сигнал УПЧИ детектируется видеодефектором.

**Электрические параметры.** В рабочую полосу частот УПЧИ входят несущая ПЧ изображения 38 МГц и несущая ПЧ звукового сопровождения 31,5 МГц. Полоса пропускания УПЧИ на уровне 0,5 (—6 дБ) должна быть 4,5—5 МГц.

Чувствительность со входа УПЧИ на частоте 38 МГц должна быть не хуже 0,5—1 мВ (чувствительность определяют при размахе модулирующего напряжения кинескопа, равном 10 В, и глубине модуляции входного сигнала изображения 50%).

Ослабление сигнала в рабочей полосе частот УПЧИ по отношению к несущей частоте изображения 38 МГц должно быть не ниже: —20 дБ на несущей частоте звукового сопровождения (31,5 МГц), —30 дБ на частоте 39,5 МГц и —36 ÷ —40 дБ на частотах 30 и 41 МГц.

Так как коэффициент передачи видеодетектора транзисторного телевизора обычно не превышает 0,3 (—10 дБ), коэффициент усиления УПЧИ должен составлять 52—60 дБ; такое усиление можно получить, применяя три усилительных каскада на транзисторах с частотами  $f_T \geq 300$  МГц, включенных по схеме ОЭ.

**Фильтр сосредоточенной селекции.** Частотная характеристика УПЧИ формируется фильтром сосредоточенной селекции (ФСС), расположенным между выходом селектора телевизионных каналов и первым каскадом УПЧИ. Наибольшее распространение имеет ФСС из семи резонансных контуров [Л. 31, 35], обеспечивающий вполне удовлетворительную форму частотной характеристики УПЧИ. Каждый контур состоит из последовательно соединенных конденсатора и катушки индуктивности (рис. 51). Три контура:  $C_1L_1, C_4L_4$  и  $C_7L_7$ , включенные последовательно между входом УПЧИ и первым его каскадом и настроенные на среднюю частоту рабочей полосы усилителя, обеспечивают почти равномерную частотную характеристику в диапазоне 33—37 МГц.

Режекторные (шунтирующие) контуры  $C_5L_5$  и  $C_2L_2$ , настроенные на частоты 39,5 и 41 МГц, создают необходимую крутизну спадающего участка частотной характеристики, на которой располагается несущая частота изображения 38 МГц. Последняя должна быть на уровне —3 ÷ —4 дБ по отношению к максимальному значению амплитуды сигнала на участке характеристики 33—37 МГц. Режекторный контур  $C_6L_6$ , настроенный на несущую частоту зву-

кового сопровождения 31,5 МГц, ослабляет эту частоту на —30 дБ по сравнению с несущей частотой изображения, а режекторный контур  $C_3L_3$  обеспечивает подавление частоты 30 МГц не менее чем на —32 дБ по сравнению с частотой 38 МГц.

При правильной настройке контуров  $C_3L_3$  и  $C_6L_6$  на частотной характеристике УПЧИ в области частот звукового сопровождения образуется небольшая, почти горизонтальная «площадка», позволяющая избежать паразитной амплитудной модуляции сигнала ПЧ звукового сопровождения.

В некоторых телевизорах применяют упрощенные ФСС — пяти-контурные [Л. 29]. В них также имеются пропускающие контуры, настроенные на среднюю частоту рабочей полосы, и режекторные контуры, настроенные на ее граничные частоты.

**Усилительные каскады.** Усилитель промежуточной частоты изображения обычно содержит три усилительных каскада на транзисторах, включенных по схеме ОЭ. При семиконтурном ФСС первый каскад может быть апериодическим, а второй резонансный с одиночным широкополосным контуром  $L_8C_{16}$  (рис. 51) со средней частотой настройки 35 МГц [Л. 35]. При меньшем числе контуров в ФСС междукаскадные связи осуществляются с помощью двухконтурных полосовых фильтров (рис. 52).

В обеих рассматриваемых схемах УПЧИ усиленный тремя каскадами сигнал поступает из цепи коллектора транзистора  $T_3$  на видеодетектор через полосовой фильтр, контуры которого  $C_{23}L_9$  и  $C_{25}L_{10}$  настроены на среднюю частоту рабочей полосы усилителя (35 МГц). Получаемый в результате детектирования сигнал передается на вход видеоусилителя через фильтр нижних частот  $C_{27}Dr_1C_{28}$ , частота среза которого около 7 МГц.

В схеме на рис. 51 резисторы  $R_{19} — R_{22}$  образуют делитель напряжения, с которого осуществляется питание третьего каскада УПЧ на транзисторе  $T_3$  и с которого через точки  $B_1$  и  $B_2$  подается смещение на базу транзистора первого каскада видеоусилителя по схеме на рис. 53, б. (Резисторы  $R_{21}$  и  $R_{22}$  в схеме на рис. 51 входят в цепь базы транзистора  $T_1$  на схеме по рис. 53, где они имеют обозначение  $R_2$  и  $R_1$  соответственно.) Кроме того, с упомянутого делителя напряжение смещения через точку  $CM$  поступает на базу транзистора амплитудного селектора (см. схему рис. 58).

Конденсаторы  $C_{11}$ ,  $C_{18}$  и  $C_{24}$  в схеме на рис. 52 осуществляют связь между контурами полосовых фильтров, а конденсаторы  $C_5$ ,  $C_{14}$  и  $C_{21}$  служат для нейтрализации внутренних обратных связей транзисторов.

**Ключевая АРУ.** В системе ключевой АРУ УПЧИ по схеме на рис. 52 работают транзисторы  $T_4$ ,  $T_5$  и диоды  $D_2$  и  $D_3$ . База транзистора  $T_4$  через резистор  $R_{20}$  и точку ВУ соединена с эмиттером первого каскада видеоусилителя, а коллектор транзистора  $T_4$  через резистор  $R_{30}$  и точку КЛ — с выходным трансформатором узла строчной развертки. При отсутствии сигнала изображения транзистор  $T_4$  заперт; импульс обратного хода строчной развертки, сформированный диодом  $D_2$ , выпрямляется диодом  $D_3$  и поступает в цепь базы транзистора  $T_5$ , работающего в каскаде усиления постоянного тока. Получаемое на резисторе  $R_{29}$  усиленное постоянное напряжение используется как начальное напряжение смещения базы транзистора  $T_2$  второго каскада УПЧИ, а также транзистора каскада УВЧ селектора телевизионных каналов.



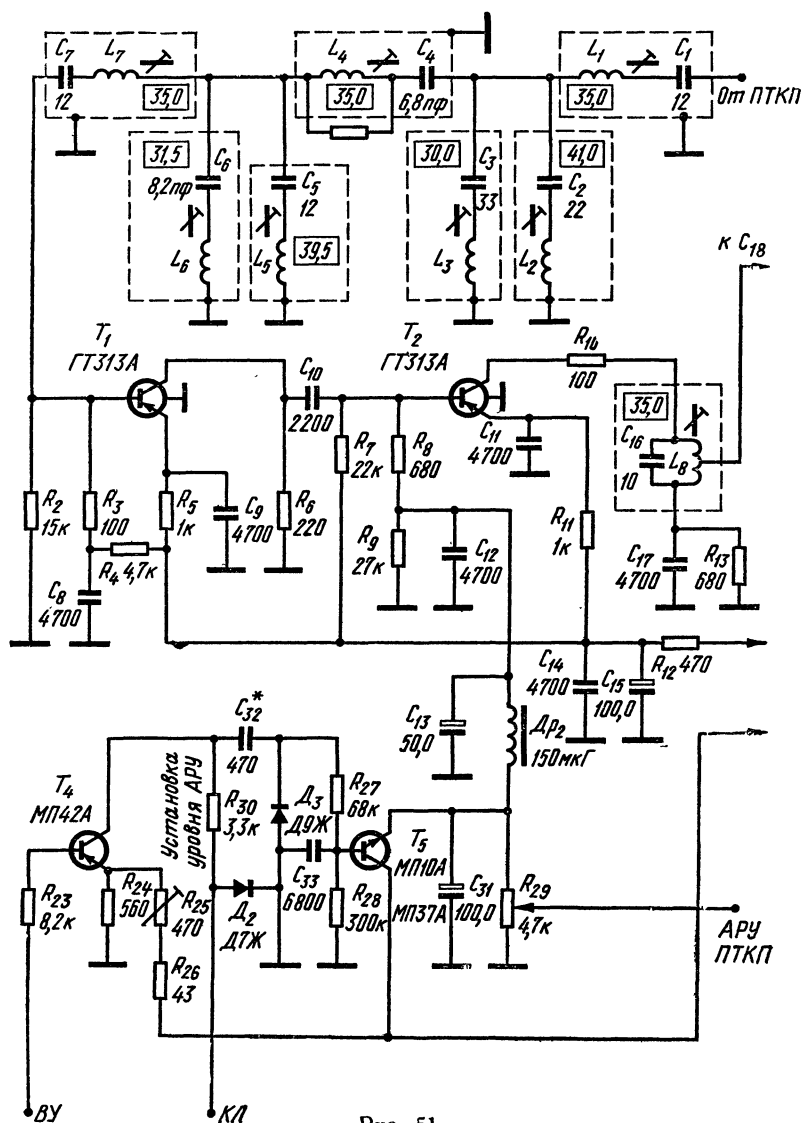
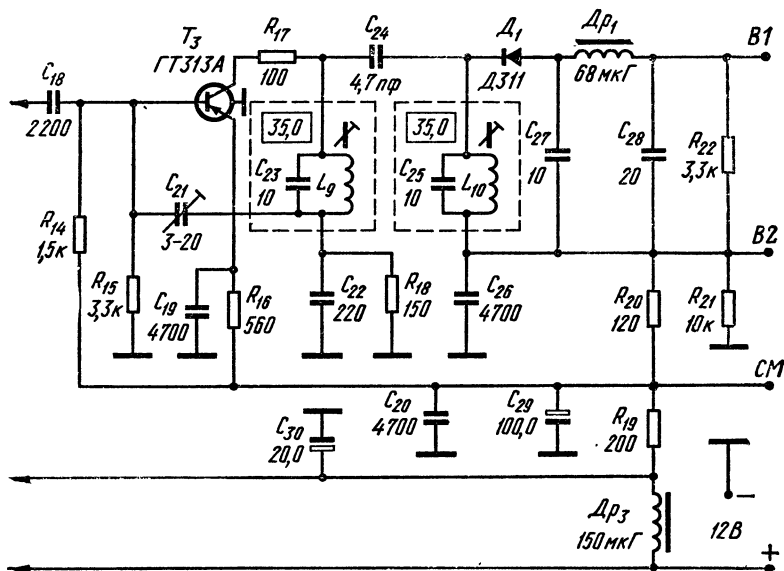


Рис. 51.

При поступлении сигнала изображения на базу транзистора  $T_4$  он отпирается и шунтирует диод  $D_3$ , вследствие чего выпрямленное напряжение на базе транзистора  $T_5$  уменьшается. Вместе с тем уменьшается смещение на базах транзистора  $T_2$  усилителя ПЧ и транзистора УВЧ во входном блоке, и усиление каскадов с этими транзисторами падает. В результате при изменении уровня входного сигнала на 20 дБ уровень напряжения, поступающего на видеодетектор, изменяется только на 3 дБ. Потенциометром  $R_{29}$  можно регулировать усиление каскада УВЧ.

Автоматическое регулирование усиления в УПЧИ по схеме на рис. 52 осуществляется изменением смещения на базах транзисторов



Продолжение рис. 51.

первого и второго каскадов с помощью усилителя постоянного тока на транзисторе  $T_4$ . Положительный потенциал на его эмиттер поступает от источника питания через резисторы  $R_2$ ,  $R_1$ ,  $R_7$  и  $R_6$ , входящие в делители напряжения для цепей баз транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Управляющим напряжением АРУ является напряжение между эмиттером и коллектором транзистора первого каскада видеопередатчика ( $T_1$  на рис. 53), которое через точку ВУ, интегрирующую цепочку из резисторов  $R_{15}$ ,  $R_{18}$  и конденсатора  $C_{31}$  (см. рис. 52) поступает на базу транзистора  $T_4$ .

При увеличении уровня сигнала на входе телевизора коллекторный ток транзистора первого каскада видеопередатчика возрастает, что ведет к уменьшению напряжения между его эмиттером и коллектором, соединенным с корпусом телевизора. Вследствие этого уменьшается напряжение между базой и коллектором транзистора  $T_4$ ,



что соответствует увеличению отрицательного смещения на его базе. В результате ток эмиттера транзистора  $T_4$  увеличивается, на резисторе  $R_{18}$ , который является общим для делителей в цепях баз транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , падение напряжения уменьшается, смещение на их базах становится более отрицательным, коллекторные токи этих транзисторов возрастают, их рабочие точки смещаются к области насыщения и усиление первых двух каскадов УПЧИ уменьшается.

Контурные катушки описанных УПЧИ намотаны на каркасах внешним диаметром 6 мм из полистирола или органического стекла

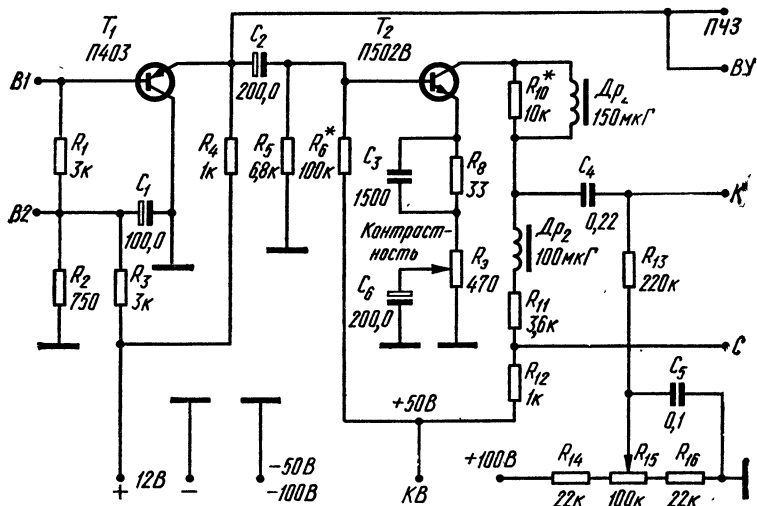


Рис. 53.

и имеют подстроечные сердечники диаметром 4 мм из феррита марки 13ВЧ1; возможно применение подстроечников из карбонильного железа.

Катушки УПЧИ по схеме на рис. 51 имеют следующие данные:  $L_1$  — 17 витков ПЭВ 0,2;  $L_2$  — 9 и  $L_3$  — 11 витков ПЭВ 0,31;  $L_4$  — 23 витка ПЭВ 0,2;  $L_5$  — 16 и  $L_6$  — 26 витков ПЭВ 0,31;  $L_7$  — 17 витков ПЭВ 0,2;  $L_8$  — 10 + 2 витка ПЭВ 0,31;  $L_9$  — 13 и  $L_{10}$  — 12 витков ПЭВ 0,23.

Катушки УПЧИ по схеме на рис. 52 имеют следующие данные:  $L_1$  — 19,  $L_2$  — 10,  $L_3$  — 12,  $L_4$  — 19,  $L_5$  — 8,  $L_6$  — 15,  $L_7$  — 8,  $L_8$  — 12,  $L_9$  — 15,  $L_{10}$  — 14 витков ПЭВ-1 0,21; в катушках  $L_5$  и  $L_7$  отвод от первого, а в  $L_9$  от второго витка, считая от «холодного конца».

#### 4-4. ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

На вход видеосуилителя поступает сигнал с видеодетектора, а выходной сигнал видеосуилителя используется для модуляции луча кинескопа. Для получения на его экране достаточно контрастного изображения видеосуилитель должен иметь рабочую

полосу частот до 4,5—5 МГц, а усиление его по напряжению в этой полосе должно быть 36—40 дБ при размахе поступающего с видеодетектора напряжения порядка 1 В.

Требования эти могут быть реализованы применением двухкаскадного транзисторного видеоусилителя по схеме на рис. 53. Его первый каскад на высокочастотном транзисторе малой мощности, включенном по схеме ОК, не дает усиления по напряжению, но повышает входное сопротивление видеоусилителя, и без него невозможно согласование входа видеоусилителя с видеодетектором. Транзистор  $T_2$  выходного каскада включен по схеме ОЭ. На его базу видеосигнал поступает с первого каскада через конденсатор  $C_3$ , а из коллекторной цепи транзистора  $T_2$  сигнал передается на катод кинескопа через конденсатор  $C_4$ . Для получения контрастного изображения на экране кинескопа размах напряжения модулирующего сигнала должен иметь величину 40—60 В (в зависимости от типа применяемого кинескопа). Поэтому для питания выходного каскада видеоусилителя требуется существенно большее напряжение, чем для всех других транзисторов телевизора (50—100 В), и в выходном каскаде необходимо применять транзистор с повышенным значением максимально допустимого напряжения  $U_{к.в. макс.}$ , например типа КТ601А. Напряжение для питания этого транзистора получают путем выпрямления колебаний частоты строчной развертки (см. § 4-8).

В выходном каскаде осуществляется коррекция частотной характеристики видеоусилителя с помощью дросселей  $Dp_1$ ,  $Dp_2$  и резисторов  $R_{10}$  —  $R_{12}$  в цепи коллектора и частотно-зависимой отрицательной обратной связи по току, создаваемой резисторами  $R_8$  —  $R_9$  и конденсаторами  $C_3$ ,  $C_6$ , включенными в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ . Переменным резистором  $R_9$  изменяют глубину обратной связи в области верхних частот видеосигнала примерно на 20 дБ, регулируя таким образом контрастность изображения на экране кинескопа. Потенциометром  $R_{15}$  изменяют напряжение между катодом и модулятором кинескопа, регулируя тем самым яркость изображения.

Сигнал промежуточной частоты канала звукового сопровождения (разностной частоты) 6,5 МГц подается на вход УПЧЗ из цепи эмиттера транзистора  $T_1$  первого каскада видеоусилителя по схеме на рис. 53; в данном случае усилитель разностной частоты должен быть двухкаскадным.

Количество каскадов усилителя разностной частоты можно уменьшить до одного, если для усиления на этой частоте использовать первый каскад видеоусилителя [Л. 35]. Для этого в цепь коллектора транзистора  $T_1$  видеоусилителя включают параллельный резонансный контур  $L_1C_7R_{17}$  (рис. 54), а в цепь его эмиттера — последовательный режекторный контур  $L_2C_8$ . Оба контура настраивают на частоту 6,5 МГц. Полное сопротивление контура  $L_1C_7R_{17}$  для видеочастот (ниже 6 МГц) очень мало, вследствие чего на этих частотах первый каскад видеоусилителя можно рассматривать как каскад по схеме ОК. Вместе с тем на частоте 6,5 МГц этот каскад работает как резонансный усилитель по схеме ОЭ, так как для этой частоты полное сопротивление последовательного контура  $L_2C_8$  в цепи эмиттера близко к нулю, а сопротивление параллельного контура  $L_1C_7R_{17}$  в цепи коллектора наибольшее.

Контурные катушки видеоусилителей намотаны на каркасах внешним диаметром 6 мм из полистирола или органического стекла



жуточной частоты звука по схеме на рис. 56, выполненной на микросхеме 1 ММ6.0, разностная частота выделяется последовательным контуром  $L_4C_4$ , включенным на входе усилителя [Л. 47]. В обеих

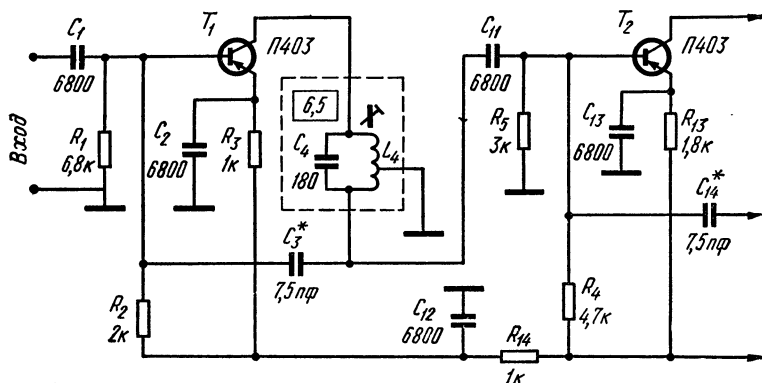


Рис.

схемах контуры  $L_1C_5$  и  $L_3C_6$  фазовращающего трансформатора также настроены на частоту 6,5 МГц.

В первом каскаде усилителя по рис. 56 транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  включены по каскодной последовательной схеме типа ОЭ — ОБ,

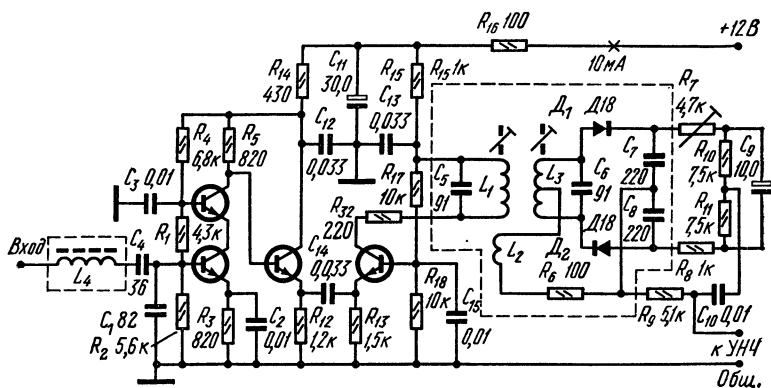
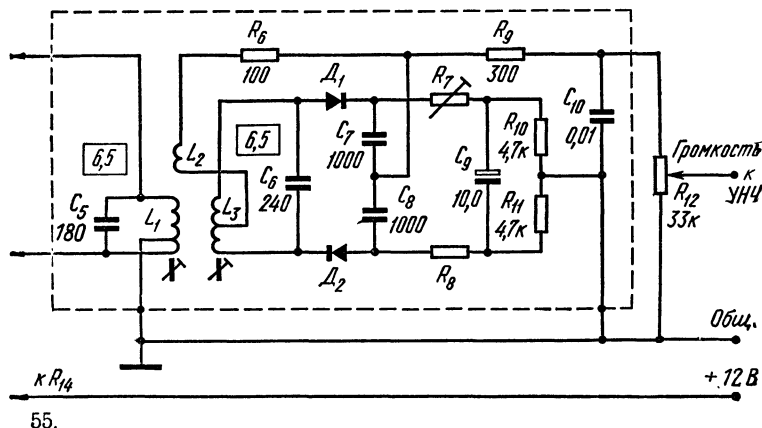


Рис. 56.

а транзисторы  $T_3$  и  $T_4$  второго каскада по каскодной схеме типа ОК — ОБ; связь между каскадами непосредственная (без переходного конденсатора). В коллекторную цепь второго транзистора второго каскада, выполняющего функции усилителя-ограничителя, включен контур  $L_1C_5$  фазовращающего трансформатора частотного детектора.

Однокаскадный усилитель разностной частоты по схеме на рис. 57 можно применять при условии, что предварительное усиление на этой частоте (6,5 МГц) осуществляется первым каскадом видео-



усилителя [Л. 35]. Один каскад усиления на частоте 6,5 МГц может работать без нейтрализации.

Данные катушек индуктивности. Катушки намотаны на каркасах из полистирола или органического стекла, имеющих сердеч-

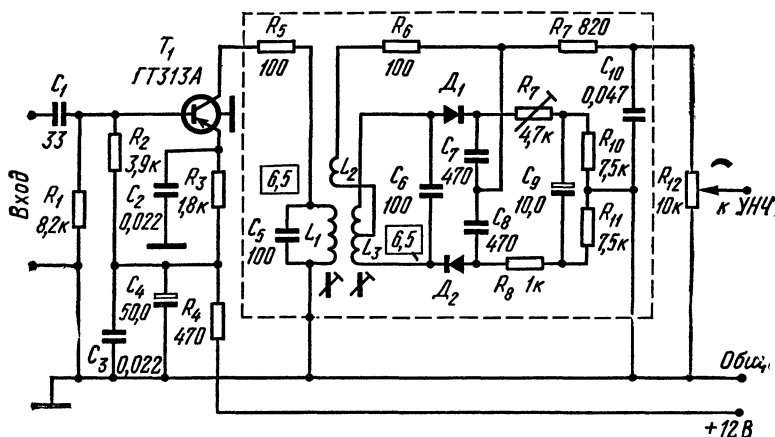


Рис. 57

ники-подстроечники диаметром 4 мм из феррита марки 13ВЧ1 или карбонильного железа с резьбой М4. В усилителе по схеме на рис. 55 катушки имеют следующие данные:  $L_1$  и  $L_4$  по  $16 + 8$ ,  $L_2$  — 10 и



$L_3$  — 8 + 8 ПЭВ-1 0,21; расстояние между осями катушек  $L_1$  и  $L_3$  равно 12 мм, катушка  $L_2$  намотана поверх витков катушки  $L_1$ .

Катушки в УПЧЗ по схеме на рис. 56 имеют следующие данные:  $L_1$  — 35,  $L_2$  — 20,  $L_3$  — 17 + 17 витков ПЭВ-2 0,19;  $L_4$  — 80 витков ПЭВ-2 0,1.

Катушки фазовращающего трансформатора в схеме на рис. 57 имеют следующие данные:  $L_1$  — 36,  $L_2$  — 11,  $L_3$  — 18 + 18 витков ПЭВ-1 0,23.

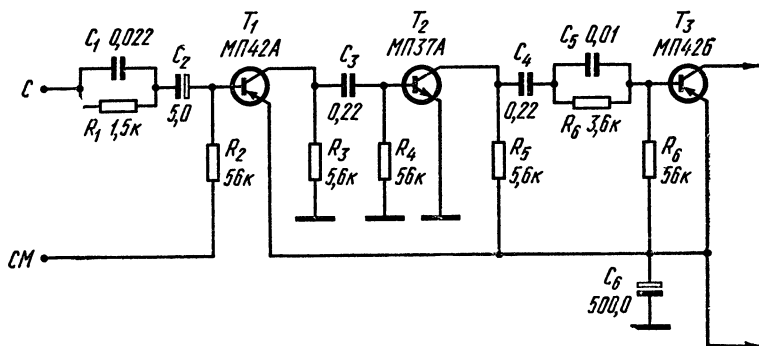


Рис.

#### 4-6. УЗЕЛ СИНХРОНИЗАЦИИ БЛОКА РАЗВЕРТОК

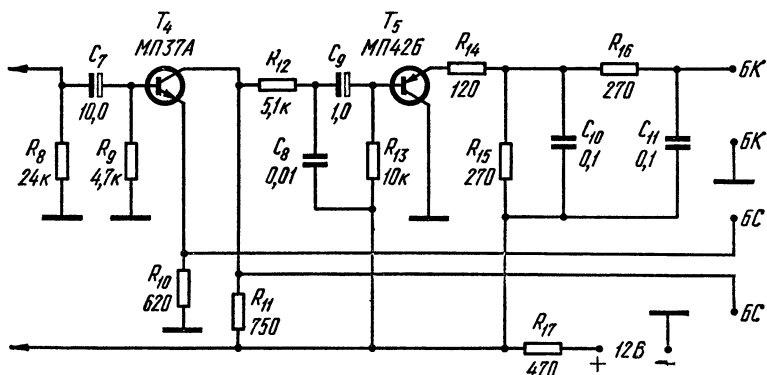
Узел синхронизации блока разверток телевизора получает от видеусилителя полный видеосигнал, выделяет из него и разделяет кадровые и строчные синхрои́мпульсы; последние используются для синхронизации частот блокинг-генераторов строк и кадров соответственно.

Основные части узла синхронизации: амплитудный селектор синхрои́мпульсов и каскады их усиления с цепями разделения кадровых и строчных синхрои́мпульсов.

**Амплитудный селектор.** Транзистор амплитудного селектора должен отпира́ться от действия подаваемого на его вход синхрои́мпульса. Это может быть осуществлено при отрицательной либо при положительной полярности поступающего с видеусилителя импульса. Если входные импульсы селектора имеют отрицательную полярность [поступают, например, из цепи эмиттера первого каскада видеусилителя (см. рис. 54)], то в амплитудном селекторе должен быть применен транзистор структуры *p-n-p*, включенный по схеме ОЭ ( $T_1$  на рис. 58) [Л. 35] или структуры *n-p-n*, но включенный по схеме ОБ ( $T_1$  на рис. 59) [Л. 5]. Если же входные импульсы селектора имеют положительную полярность (поступают, например, из коллекторной цепи второго каскада видеусилителя), то в амплитудном селекторе необходимо использовать транзистор структуры *p-n-p* с включением его по схеме ОЭ или же структуры *p-n-p*, включенный по схеме ОБ.

Режим работы транзистора в амплитудном селекторе должен быть таким, чтобы синхриимпульсы выделялись из полного видеосигнала и ограничивались сверху за счет насыщения транзистора и снизу вследствие отсечки коллекторного тока.

Соединенные параллельно конденсатор  $C_1$  и резистор  $R_1$ , образующие цепь с постоянной времени меньше длительности периода строчной развертки, предохраняют от нарушения синхронизации короткими импульсами помехи. Если амплитуда импульса помехи



58.

превысит амплитуду синхриимпульса, конденсатор  $C_1$  быстро заряжается практически до пикового значения импульса помехи. Однако помеха практически не изменит заряда конденсатора  $C_2$ , так как

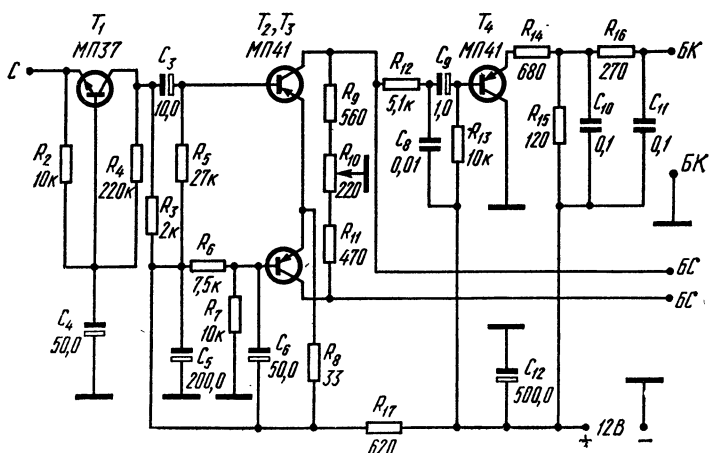


Рис. 59.

емкость его значительно больше емкости конденсатора  $C_1$ . По окончании действия помехи конденсатор  $C_1$  быстро разрядится через резистор  $R_1$ . В результате импульсные помехи не нарушают синхронизации. Цепь  $C_5R_6$  на рис. 58 имеет аналогичное значение.

С резистора  $R_3$ , включенного в цепь коллектора транзистора  $T_1$ , кадровые синхросигналы вместе со строчными передаются через конденсатор  $C_3$  для дальнейшего усиления.

**Усилитель синхросигналов** должен иметь в своем составе фазоинвертирующий каскад, создающий противофазные строчные импульсы для системы АПЧ и Ф (см. стр. 108). В схеме на рис. 58 фазоинвертирующий каскад выполнен по схеме с разделенной нагрузкой на транзисторе  $T_4$ : разнополярные импульсы поступают на устройство АПЧ и Ф с эмиттера и коллектора этого транзистора.

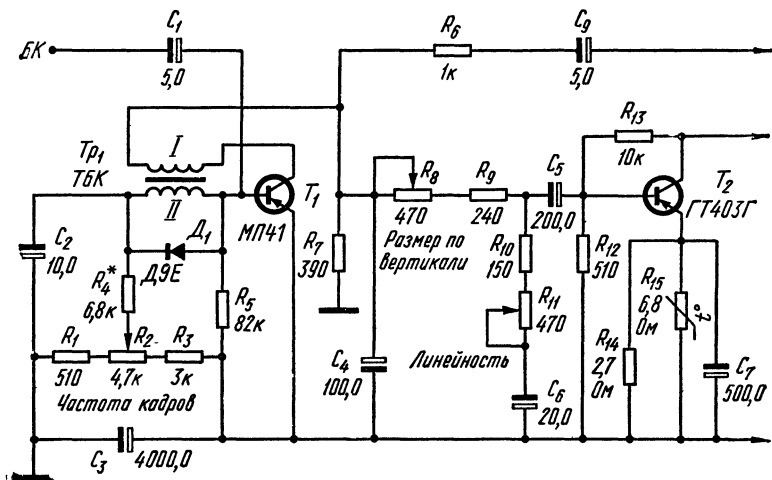


Рис.

В схеме на рис. 59 фазоинвертирующий каскад работает на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ , включенных со стороны коллекторов по двухтактной схеме. На базу транзистора  $T_3$  поступает импульс обратной полярности по сравнению с полярностью импульса на базе транзистора  $T_2$  с резистора  $R_8$ , включенного в общую цепь эмиттеров обоих транзисторов. Здесь разнополярные строчные импульсы поступают на устройство АПЧ и Ф с коллекторов транзисторов  $T_2$  и  $T_3$ . С помощью переменного резистора  $R_{10}$  производится симметрирование плеч фазоинверторного каскада.

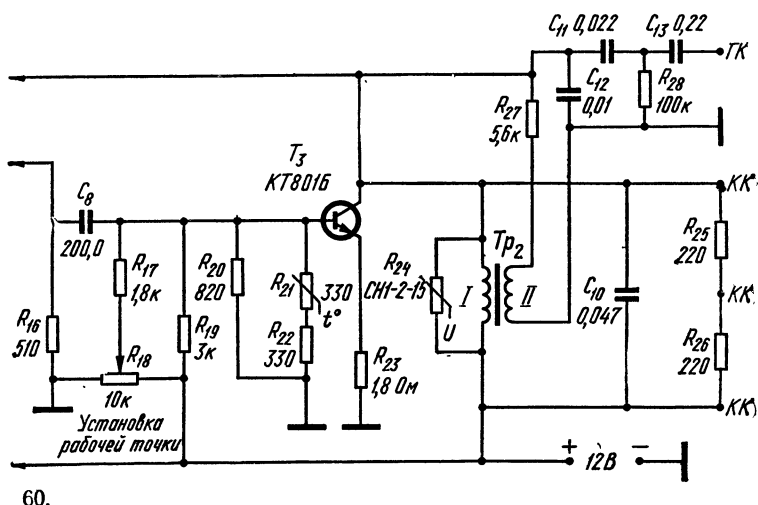
**Двухтактный фазоинвертирующий каскад** по схеме на рис. 59 дает настолько большое усиление по напряжению, что отпадает надобность в дополнительных усилительных каскадах между амплитудным селектором синхросигналов и фазоинверторным каскадом.

**Каскад усиления кадровых синхросигналов.** Транзисторы  $T_5$  на рис. 58 и  $T_4$  на рис. 59 работают в каскаде усиления мощности кадровых синхросигналов, выполненном по схеме ОК. Эти импульсы

формируются интегрирующей цепочкой  $C_8 R_{12}$ , включенной между фазоинвертирующим каскадом и каскадом усиления кадровых синхроимпульсов. Получаемые в эмиттерной цепи последнего кадровые синхроимпульсы поступают на блокинг-генератор кадровой развертки через интегрирующую цепь  $C_{10} R_{14} C_{11} R_{16}$ .

#### 4-7. УЗЕЛ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ

Узел кадровой развертки вырабатывает пилообразный ток с частотой 50 Гц, используемый для отклонения электронного луча кинескопа по вертикали. Этот узел состоит из задающего генератора и усилителя; последний чаще всего двухкаскадный. Нагруз-



кой усилителя являются кадровые катушки отклоняющей системы кинескопа 23ЛК9Б (рис. 60) или 47ЛК2Б (рис. 61).

**Задающий генератор**, вырабатывающий напряжение пилообразной формы, представляет собой блокинг-генератор с обратной связью из цепи коллектора в цепь базы транзистора через трансформатор ТБК (рис. 60 и 61). Синхронизирующие кадровые импульсы поступают с узла синхронизации в цепь базы транзистора  $T_1$  блокинг-генератора через конденсатор  $C_1$ . Частота генерируемого пилообразного тока устанавливается потенциометром  $R_2$ . Линейность тока во время прямого хода развертки обеспечивается в основном постоянной времени интегрирующей цепочки, расположенной между задающим генератором и каскадом усиления на транзисторе  $T_2$ . Амплитуда тока в кадровых катушках отклоняющей системы регулируется переменным резистором  $R_6$  («Размер по вертикали»).

**Усилитель пилообразного тока.** Транзисторы  $T_2$  и  $T_3$  каскадов усиления пилообразного тока включены по схеме ОЭ; их режим

стабилизирован терморезисторами  $R_{11}$ ,  $R_{15}$  и  $R_{21}$  типа СТЗ-17. Выход на кадровые катушки отклоняющей системы дроссельный.

Линейное усиление вырабатываемого задающим генератором пилообразного тока обеспечивается тем, что транзисторы  $T_2$  и  $T_3$  работают в режиме А, и применением частотно-зависимых обратных связей с выхода усилителя на каскад промежуточного усиления. Одна из этих обратных связей — отрицательная (по току) в схеме

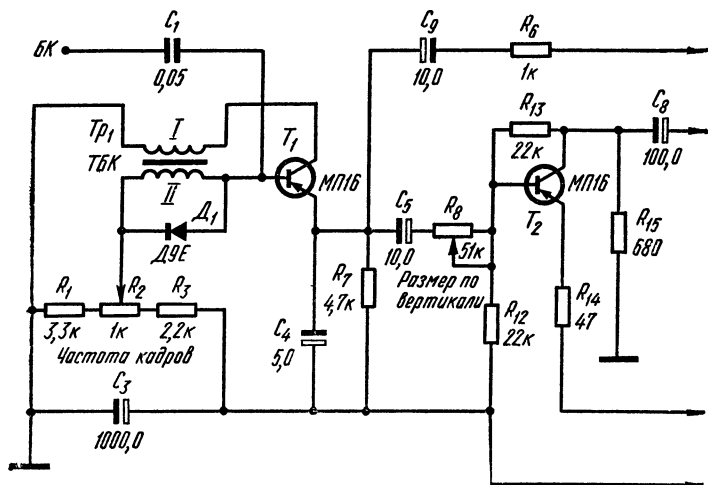


Рис.

на рис. 61 подается с резистора  $R_{10}$  через резистор  $R_{14}$  в цепь эмиттера транзистора  $T_2$ , а другая — положительная (по напряжению) — через цепочку из резистора  $R_9$  и конденсатора  $C_9$  в цепь базы того же транзистора в обеих схемах.

Включенный параллельно дросселю варистор типа СН1-2-15 или СН1-2-18 ограничивает амплитуду импульса напряжения, возникающего в коллекторной цепи транзистора  $T_3$  во время обратного хода луча кинескопа.

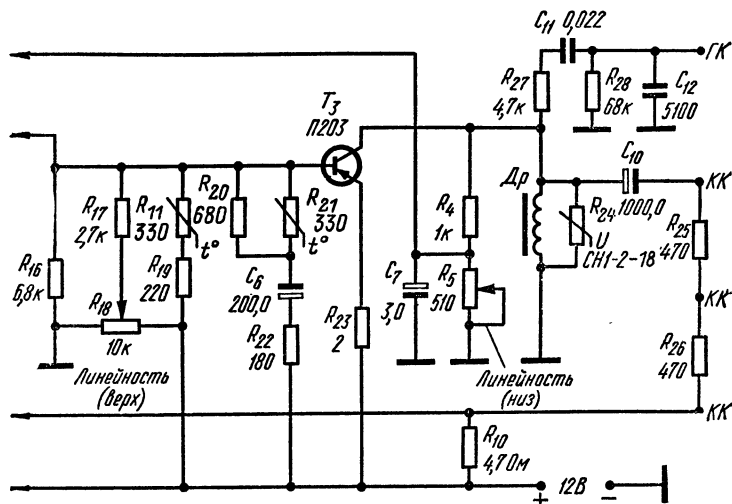
Импульсы гашения линий обратного хода на экране кинескопа подаются на него с выходного дросселя (в схеме на рис. 60 с отдельной обмотки II) через интегрирующую цепочку  $R_{27}R_{28}C_{11}C_{12}C_{13}$ .

Трансформатор блокинг-генератора (ТБК) имеет Ш-образный сердечник из феррита марки 2000НМ. В узле кадровой развертки по схеме на рис. 60 применен сердечник Ш4 × 4; коллекторная обмотка I содержит 68 витков ПЭВ-1 0,19, а базовая обмотка II — 242 витка ПЭВ-1 0,15.

В ТБК кадровой развертки по схеме на рис. 61 используется сердечник Ш4 × 8; коллекторная обмотка I содержит 60, а базовая обмотка II — 360 витков ПЭВ-1 0,1.

Выходной дроссель имеет сердечник из электротехнической стали. В схеме по рис. 60 применен дроссель с ленточным витым

сердечником ШЛ  $10 \times 10$ ; основная коллекторная обмотка имеет 800 витков ПЭВ-1 0,41 и дополнительная  $II$  — 1 000 витков ПЭВ-1 0,1; рассчитан этот дроссель на подключение кадровых катушек отклоняющей системы, содержащих по 24 витка ПЭВ 0,31. Дроссель в схеме на рис. 61 имеет сердечник ШЛ  $10 \times 16$  или Ш10  $\times$  16 с немагнитным зазором 0,1 мм и намотан проводом ПЭВ-1 0,35 до заполнения окна.



61.

#### 4.8. УЗЕЛ СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ

Узел строчной развертки вырабатывает пилообразный ток, используемый для отклонения электронного луча кинескопа по горизонтали. Кроме того, от этого узла путем выпрямления импульсов тока строчной частоты, возникающих при обратном ходе луча кинескопа, получают высокие постоянные напряжения для его питания, а также повышенное напряжение для питания коллектора выходного каскада видеоусилителя. Узел строчной развертки содержит задающий генератор с АПЧ и Ф и двух-, трех-каскадный усилитель. Выходной нагрузкой последнего являются строчные катушки отклоняющей системы кинескопа, а также выпрямители питания кинескопа и оконечного каскада видеоусилителя.

**Задающий генератор** представляет собой блокинг-генератор с обратной связью из цепи эмиттера в цепь базы транзистора  $T_1$  через трансформатор ТБС (рис. 62 и 63). Частота генерируемого пилообразного тока устанавливается изменением смещения базы транзистора  $T_1$  переменными резисторами  $R_4$ ,  $R_7$  и стабилизируется устройством АПЧ и Ф. Улучшению стабильности частоты блокинг-генератора способствует также «звнящий» резонансный контур  $L_1C_6$ , настроенный на частоту выше частоты следования строчных

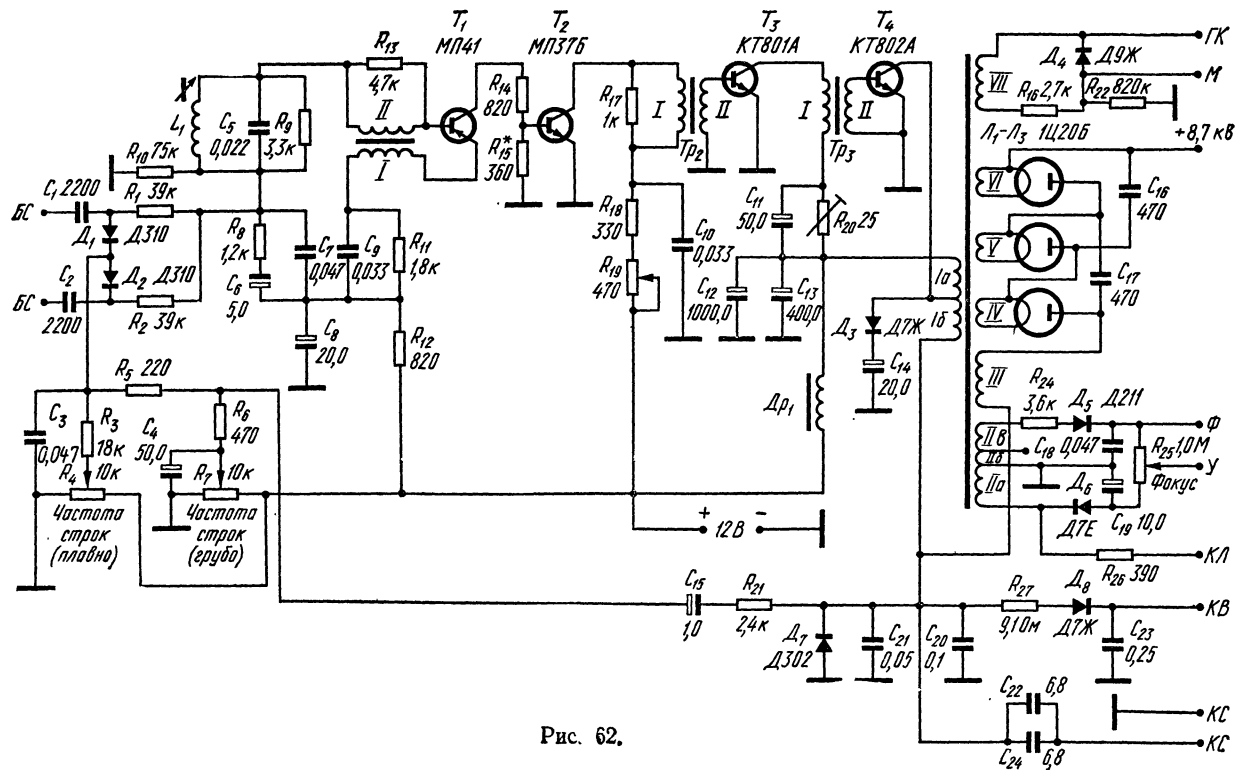


Рис. 62.

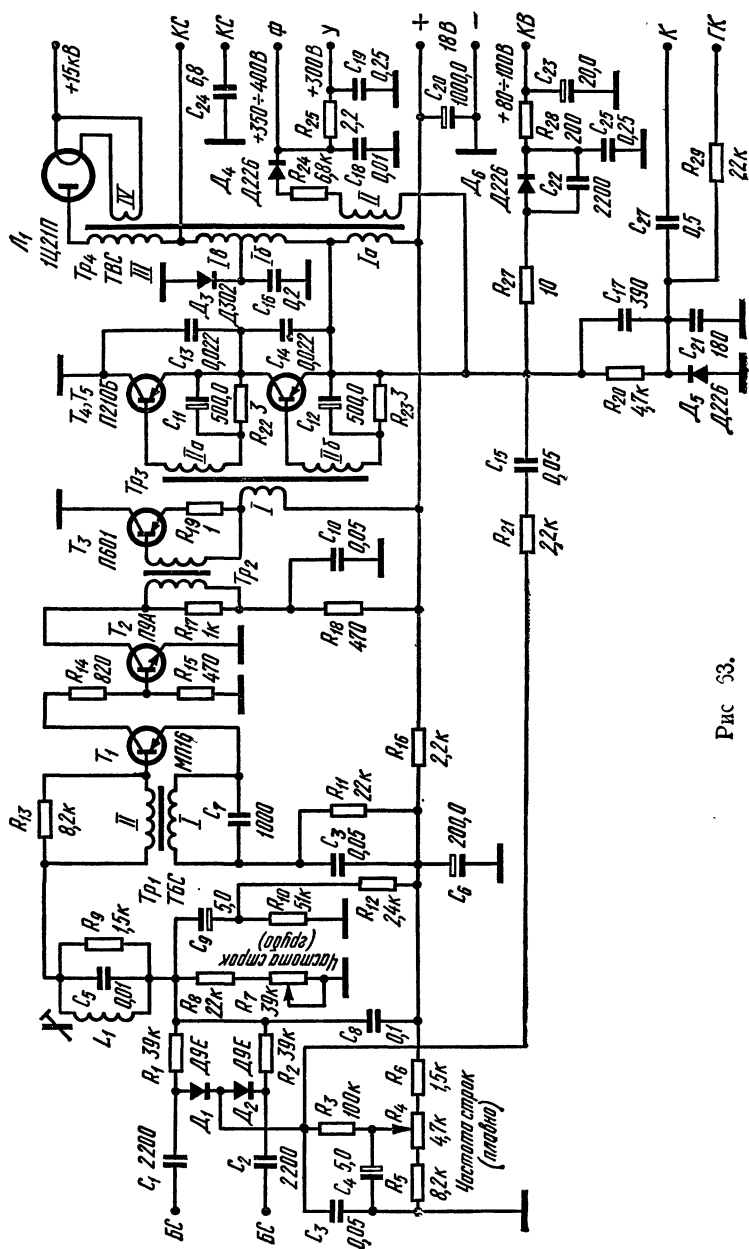


Рис 53.



импульсов, чтобы в паузе между импульсами уложился период ударно возбужденных колебаний.

Коллекторная цепь транзистора  $T_1$  задающего генератора связана непосредственно с цепью базы транзистора  $T_2$ , работающего в первом усилительном каскаде узла.

**Устройство АПЧ и Ф** устраняет фазовые сдвиги пилообразного напряжения в каскадах узла строчной развертки, возникающие вследствие инерционности процесса переключения транзисторов. Устройство это представляет собой симметричный фазовый дискриминатор, управляющий частотой и фазой колебаний блокинг-генератора следующим образом. На диоды  $D_1$  и  $D_2$  устройства АПЧ и Ф через конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  поступают с узла синхронизации разнополярные импульсы одинаковой амплитуды 4–6 В, а через цепочку  $C_{15}R_{21}$  импульсы обратного хода с выхода усилителя строчной развертки. При совместном действии импульсов с видеоусилителя и с выхода узла строчной развертки дискриминатор вырабатывает и подает в цепь базы транзистора задающего генератора напряжение ошибки, величина которого зависит от знака и величины фазового сдвига между синхрои импульсами и импульсами обратного хода.

**Усилитель пилообразного тока.** Связь между каскадами усилителя трансформаторная. В каскаде мощного усиления в схеме на рис. 62 [Л. 35] применен транзистор КТ802А с высоким значением  $U_{к.э., макс}$  (100 В). Если подобного транзистора нет, то каскад мощного усиления выполняют по схеме с последовательным включением транзисторов ( $T_4$  и  $T_5$  в схеме на рис. 63).

Для строчных катушек отклоняющей системы применено авто-трансформаторное включение. Диод  $D_3$  является демпфирующим, диоды  $D_4$  на рис. 63 и  $D_3$ ,  $D_6$  на рис. 62 работают в выпрямителях, дающих напряжения на фокусирующий и ускоряющий электроды кинескопа, а диод  $D_8$  на рис. 62 и  $D_6$  на рис. 63—в выпрямителе, питающем коллекторную цепь транзистора оконечного каскада видеоусилителя.

Высокое напряжение на анод кинескопа получают от специального выпрямителя. В схеме на рис. 63 применен однофазный выпрямитель с кенотроном 1Ц21П, а в схеме на рис. 62 — выпрямитель с утроением напряжения на кенотронах 1Ц20Б. В последние годы выпрямители выполняют на селеновых столбах.

**Трансформатор блокинг-генератора  $Tr_1$  (ТБС):** сердечник Ш4 × 4 из феррита марки 2000НМ. В схеме на рис. 62 обмотка I содержит 59 и обмотка II — 290 витков ПЭВ-1 0,1. В схеме на рис. 63 обмотка I имеет 50 и обмотка II — 300 витков ПЭВ-1 0,15.

**Трансформатор межкаскадный  $Tr_2$ :** имеет такой же сердечник; в схеме на рис. 62 обмотка I содержит 72, а обмотка II — 24 витка ПЭВ-1 0,23; в схеме на рис. 62 обмотка I имеет 60 и обмотка II — 20 витков ПЭВ-1 0,2.

**Трансформатор межкаскадный  $Tr_3$ :** сердечник Ш7 × 7 из феррита марки 2000НМ. В схеме по рис. 62 обмотка I имеет 120 витков ПЭВ-1 0,25 и обмотка II — 60 витков ПЭВ-1 0,69. В схеме по рис. 63 обмотка I содержит 120 витков ПЭВ-1 0,35, а обмотки IIa и IIb по 30 витков ПЭВ-1 0,74; половины вторичной обмотки наматывают первыми, одновременно двумя проводами.

**Выходной трансформатор ТВС для кинескопа 23ЛК9Б ( $Tr_4$  на рис. 62)** имеет сердечник из феррита марки 2000НМ. Секция пер-

вичной обмотки  $I_a$  имеет 46 витков ПЭВ-1 0,7 и секция  $I_b$  3 витка ПЭВ-1 0,57. Вторичная обмотка: секция  $II_a$ —12, секция  $II_b$ —65, секция  $II_c$ —183 витка ПЭВ-1 0,12. Высоковольтная обмотка  $III$ —1 700 витков ПЭВ-1 0,07. Обмотки накала кенотронов  $IV$ ,  $V$  и  $VI$  содержат по два витка высоковольтного провода. Обмотка  $VII$  имеет 33 витка ПЭВ-1 0,12. Трансформатор рассчитан на подключение строчных катушек отклоняющей системы, содержащих по 850 витков ПЭВ-1 0,2.

Выходной трансформатор ТВС узла строчной развертки для кинескопа 47ЛК2Б ( $Tr_4$  на рис. 63) имеет сердечник из феррита с начальной проницаемостью 5 000, состоящий из двух П-образных частей круглого сечения площадью  $1,6 \text{ см}^2$  [Л. 30]. Первичная обмотка многослойная, рядовая имеет в секции  $I_a$ —50, в секции  $I_b$ —2 и в секции  $I_c$ —4 витка ПЭВ-1 0,7—0,8; между слоями прокладки из триацетатной пленки толщиной 50 мкм. Обмотка  $II$ —120 витков ПЭВ-1 0,18 намотана поверх первичной обмотки. Высоковольтная обмотка  $III$ —5000 витков ПЭЛШО 0,1, типа «Универсаль» намотана на втором керне сердечника (или рядовая проводом ПЭЛШО или ПЭВ диаметром не более 0,1 мм с прокладками между слоями, как в первичной обмотке). Обмотка накала кенотрона—два витка мягкого высоковольтного кабеля.

Для получения на аноде кинескопа высокого напряжения требуемой величины высоковольтная обмотка трансформатора ТВС должна быть настроена на частоту строчной развертки путем изменения зазора керна, на котором эта обмотка расположена (изменения зазора керна сердечника, на котором расположены секции первичной обмотки, влияют в основном на величину тока, потребляемого выходным каскадом строчной развертки от источника питания).

Отклоняющая система кинескопа при трансформаторе ТВС описанной конструкции не отличается конструктивно от унифицированной отклоняющей системы ОС110 лампового телевизора, но каждая строчная катушка транзисторного телевизора должна содержать по 32 витка; намотка жгутом, свитым из восьми жил провода ПЭВ 0,35.

Катушка индуктивности «звонящего» контура  $L_1$ : каркас диаметром 6 мм, сердечник диаметром 4 и длиной 12 мм из феррита марки 2000НМ, обмотка 600 витков ПЭВ-1 0,1.

Дроссель  $Dr_1$ : сердечник Ш  $4 \times 8$  из пермаллоя марки 50Н, обмотка 45 витков ПЭВ-1 0,8.

## РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

### Схемы усилителей низкой частоты

#### 5-1. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УНЧ

В современных транзисторных радиовещательных приемниках, радиолах, магнитофонах и электрофонах применяя преимущественно бестрансформаторные усилители НЧ, оконечные каскады которых работают в режиме АВ. Формулы для расчета таких каскадов даны в табл. 2.

**Усилитель для портативного радиоприемника класса III или IV** выполняется полностью на транзисторах малой мощности. Использование в оконечном каскаде транзисторов различной структуры (один *p-n-p*, другой *n-p-n*, рис. 64) исключает необходимость применения в усилителе фазоинвертирующего каскада.

При напряжении питания 9 В и подключении на выход громкоговорителя сопротивлением 60 Ом (0,1ГД9) номинальная выходная мощность усилителя 0,1 Вт [Л. 43].

Непосредственная связь между каскадами улучшает усиление нижних частот, а отрицательная обратная связь с выхода усилителя в цепь базы транзистора  $T_2$  через конденсатор  $C_3$  улучшает частотную характеристику усилителя в области верхних частот. Рабочий диапазон усилителя при использовании громкоговорителя 0,1ГД9 450—3 000 Гц (по звуковому давлению).

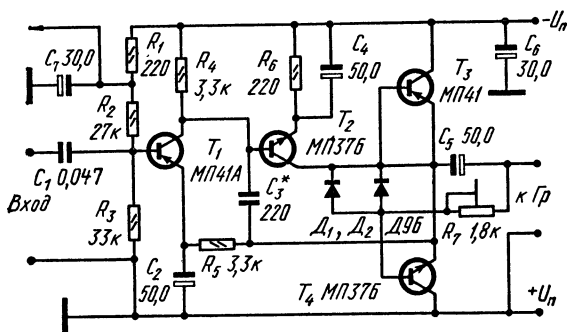


Рис. 64.

Диоды  $D_1$  и  $D_2$  в прямом включении уменьшают влияние изменений температуры и напряжения источника питания на режим работы оконечного каскада. Можно применить германиевые диоды Д18, Д19 или Д7А — Д7В (одну штуку). Вместо диодов можно применить терморезистор.

Если в оконечном каскаде применить транзисторы средней мощности ГТ402 (*p-n-p*) и ГТ404 (*n-p-n*), то при сопротивлении нагрузки 8 Ом и напряжении питания 9 В выходная мощность усилителя будет 0,7—0,8 Вт и при 12 В — около 1 Вт [Л. 16].

**Усилитель с выходной мощностью 1—2 Вт** для приемника или электрофона с питанием от электросети переменного тока целесообразно выполнять по схеме на рис. 65, где транзисторы  $T_4$  и  $T_5$  оконечного каскада работают в режиме А. Низкочастотный сигнал от предоконечного каскада на транзисторе  $T_3$  поступает в цепь базы транзистора  $T_5$  оконечного каскада через конденсатор  $C_6$ , а база транзистора  $T_4$  получает сигнал, сдвинутый по фазе на  $180^\circ$ , через цепь  $C_7R_{12}$  с резистора  $R_{15}$ , включенного в цепь коллектора транзистора  $T_5$ .

С помощью переменного резистора  $R_{11}$  изменяют смещение на базах транзисторов оконечного каскада и тем самым производят симметрирование его плеч. Переменный резистор  $R_6$  используется в качестве регулятора тембра в области верхних частот.

Поскольку оконечный каскад, работающий в режиме А, вносит относительно небольшие нелинейные искажения, стало возможным не применять в усилителе отрицательную обратную связь (или применить неглубокую обратную связь) и тем самым уменьшить число каскадов предварительного усиления. Кроме того, при питании от электросети усилителя с оконечным каскадом, работающим в режиме А, заданный низкий уровень фона обеспечивается примерно при втрое больших пульсациях выпрямленного напряжения, поступающего на оконечный каскад. Это упрощает сглаживающий фильтр выпрямителя.

При выходной мощности 1—2 Вт можно примириться и с малым к. п. д. оконечного каскада, работающего в режиме А, поскольку

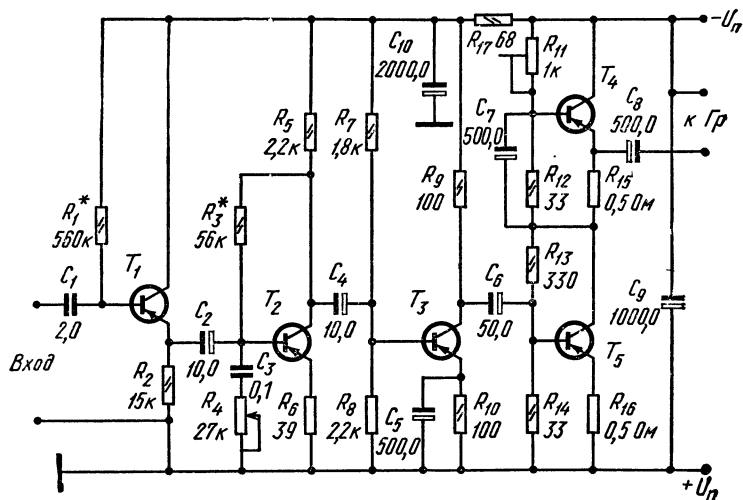


Рис. 65.

потребляемая от электросети мощность увеличивается незначительно (на величину менее 1 Вт) по сравнению с усилителем, где оконечный каскад работает в режиме АВ.

**Усилитель с фазоинвертирующим каскадом на транзисторах различной структуры.** Бестрансформаторная схема УПЧ, показанная на рис. 66, и ее варианты с принципиальными отличиями используются во многих отечественных заводских и радиолюбительских усилителях НЧ звуковоспроизводящих устройств с выходными мощностями 0,5—6 Вт и более.

В оконечном каскаде таких усилителей соединены последовательно два однотипных транзистора ( $T_6$  и  $T_7$  — П213Б), а предоконечный фазоинвертирующий каскад работает на транзисторах различной структуры ( $T_4$  — МП25А и  $T_5$  — МП37А).

С резисторов  $R_{13}$  и  $R_{14}$  на базы транзисторов оконечного каскада поступают напряжения сигнала, сдвинутые по фазе друг к другу на  $180^\circ$ . Междукаскадные связи без разделительных конденсаторов

улучшают частотную и фазовую характеристику усилителя в области нижних частот и стабильность режимов каскадов. Терморезистор  $R_{12}$  служит для термостабилизации режима транзисторов оконечного и предоконечного каскадов. Вместо терморезистора иногда применяют германиевый диод в прямом включении. Регулировкой сопротивления резистора  $R_8$  осуществляется симметрирование плеч оконечного каскада (напряжение на коллекторе транзистора  $T_7$  устанавливается равным половине напряжения питания оконечного каскада). Первые два каскада усилителя питаются через параметрический стабилизатор на стабилитроне  $\Delta_1$ .

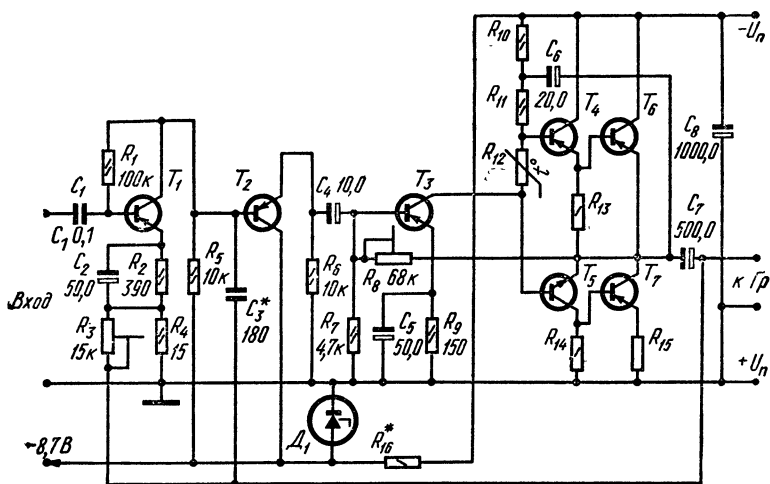


Рис. 66.

С выхода усилителя в цепь эмиттера транзистора  $T_1$  через резистор  $R_3$  подается напряжение обратной связи, которая снижает нелинейные искажения. Подбором емкости конденсатора  $C_3$ , через который подается положительная частотно-зависимая обратная связь с выхода усилителя в цепь базы транзистора  $T_2$ , осуществляется коррекция частотной характеристики усилителя в области верхних частот.

Ориентировочные сопротивления резисторов  $R_{10} - R_{15}$  в схеме на рис. 66 при различных напряжениях питания  $U_n$  указаны в табл. 15. Транзисторы  $T_1 - T_3$  маломощные, любого типа.

Сигналы НЧ от детекторов АМ, ЧМ и от пьезоэлектрического звукоснимателя следует подавать на вход усилителя через предварительный усилитель по схеме на рис. 67, регулятор тембра которого может быть выполнен по схеме на рис. 73. Сигнал от детектора в схеме на рис. 67 поступает на тонкокомпенсированный регулятор громкости  $R_4$  непосредственно, а от звукоснимателя — через резистор  $R_1$ . Шунтирующий его конденсатор  $C_6$  компенсирует спад верхних частот во входной цепи усилителя.

Таблица 15

Ориентировочные значения сопротивлений  
резисторов в усилителе по схеме на рис. 66

Обозначение резистора в схеме	Напряжения питания $U_n$ , В		
	8—10	12—24	26—40
Сопротивления резисторов, Ом			
$R_{10}$	820	390	1 500
$R_{11}$	680	1 800	4 700
$R_{12}^*$	150—220	68—100	47—68
$R_{13}$	43—56	68—75	100—120
$R_{14}$	43—56	68—75	100—120
$R_{15}$	1—1,2	1—1,2	0,3—0,5

\* Терморезистор типа СТЗ-17, ММТ-9, ММТ-12 или ММТ-13.

Питание на предварительный усилитель поступает от стабилизатора напряжения на диоде, находящегося в усилителе по схеме на рис. 66.

Усилитель с фазоинвертирующим каскадом по схеме с разделенной нагрузкой (рис. 68). Принципиальным отличием этой схемы от схемы

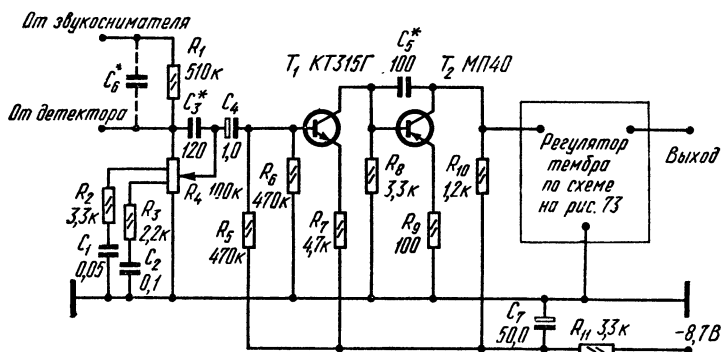


Рис. 67.

на рис. 66 является фазоинвертирующий каскад. В цепь коллектора транзистора  $T_3$  этого каскада включены резисторы  $R_{13}$  и  $R_{14}$ , в цепь эмиттера — резистор  $R_{15}$ ; коллектор транзистора  $T_3$  соединен непосредственно с базой транзистора  $T_4$  оконечного каскада, эмиттер транзистора  $T_3$  — с базой транзистора  $T_5$  оконечного каскада через разделительный конденсатор  $C_3$ , а база транзистора  $T_3$  — непосредственно с коллектором транзистора  $T_2$  предыдущего каскада. От действия сигнала, поступающего в цепь базы транзистора  $T_3$ , напря-

жения на его коллекторе и эмиттере изменяются в противофазе, следовательно, в противофазе изменяются и напряжения на базах транзисторов оконечного каскада. Вследствие того, что ток эмиттера транзистора  $T_3$ , как обычно, несколько больше тока его коллектора, для получения равных по величине напряжений сигнала на базах транзисторов  $T_4$  и  $T_5$  сопротивление нагрузки в цепи эмиттера транзистора предоконечного каскада должно быть несколько меньше сопротивления в цепи коллектора.

Терморезистор  $R_{17}$  и диод  $D_1$  служат для стабилизации режима оконечного каскада. Смещение на базу транзистора  $T_2$  подается из цепи эмиттера транзистора  $T_3$  через цепь  $R_8 C_6 R_7$ .

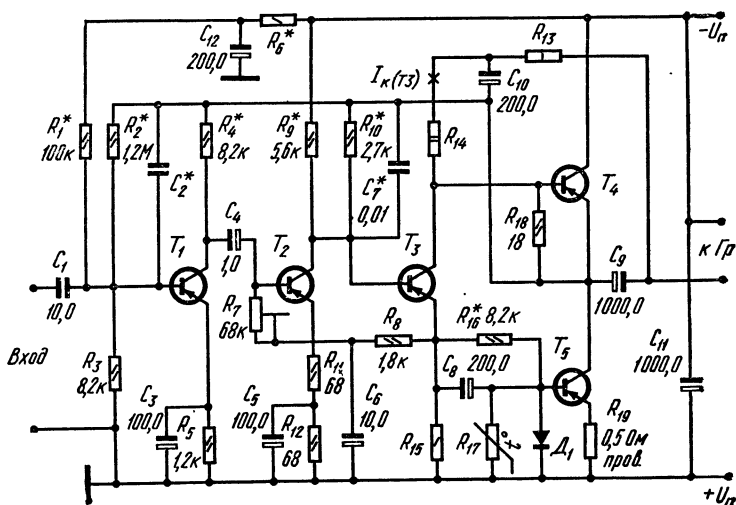


Рис. 68.

Режим по постоянному току транзисторов  $T_2$  —  $T_5$  и симметрирование плеч оконечного каскада устанавливаются изменением сопротивления переменного резистора  $R_7$ . Вследствие описанной взаимосвязи трех каскадов по постоянному току обеспечивается хорошая стабильность их работы. Частотно-зависимые обратные связи с выхода усилителя на каскады предварительного усиления снижают нелинейные и частотные искажения в усилителе.

В табл. 16 указаны ориентировочные значения сопротивлений резисторов и тока коллектора  $I_{K(T_3)}$  фазоинвертирующего каскада в схеме на рис. 68 при различных сопротивлениях выходной нагрузки  $z_H$  и напряжениях питания  $U_{п}$ . Диод  $D_1$  может быть типа Д7А или Д7Б, терморезистор  $R_{17}$  типа СТ1-17 или СТ3-17.

Требуемую форму частотной характеристики усилителя в области верхних частот устанавливают подбором емкости конденсатора  $C_2$  в цепи частотно-зависимой обратной связи. При налаживании уси-

Таблица 16

К схеме на рис. 68

Обозначение в схеме	Напряжение питания $U_n$ , В					
	9	18	26	36		
	Сопротивления нагрузки $z_n$ , Ом					
	8	4	6,3	4	6,3	6,3
	Сопротивления резисторов, Ом					
$R_{13}$	82	43	51	43	62	82
$R_{14}$	82	39	47	39	56	75
$R_{15}$	47	15	22	15	22	22
$I_{к(Т_2)}$	Ток коллектора транзистора фазоинвертирующего каскада, мА					
	20	100	70	120	90	100
	Рекомендуемый тип транзистора для фазоинвертирующего каскада					
	МП41А	ГТ402А ГТ403В	ГТ402А ГТ403В	П213	ГТ403В	П213

лителя может встретиться необходимость в подборе сопротивлений резисторов  $R_9$ ,  $R_{10}$  и  $R_{16}$ .

**Усилитель с фазоинвертирующим каскадом по самобалансирующейся схеме** (рис. 69). В цепь базы транзистора  $T_2$  фазоинвертирующего каскада низкочастотный сигнал поступает через конденсатор  $C_2$ , а из его коллекторной цепи через конденсатор  $C_5$  на верхнее плечо оконечного каскада. Вместе с тем с резистора  $R_{13}$ , включенного в общую цепь эмиттеров транзисторов фазоинвертирующего каскада, повернутый на  $180^\circ$  сигнал через цепочку  $C_4R_7$  подается на базу транзистора  $T_3$  этого каскада. В результате на верхнее и нижнее плечи оконечного каскада сигналы поступают в противофазе.

Оконечный каскад выполнен на составных транзисторах:  $T_4$   $T_6$  в верхнем плече,  $T_5T_7$  — в нижнем по схеме. Режим по постоянному току транзисторов оконечного каскада устанавливается регулировкой сопротивлений резисторов  $R_{14}$  и  $R_{18}$ , а режим транзисторов фазоинвертирующего каскада — резистором  $R_{10}$ .

С выхода усилителя подается обратная связь через резистор  $R_4$  в цепь эмиттера транзистора  $T_1$  и частотно-зависимая обратная связь через цепочку  $C_3R_8$  в цепь базы транзистора  $T_2$ .



При напряжении питания 24 В и сопротивлении нагрузки 4 Ом выходная мощность усилителя с элементами, указанными на схеме, достигает 12—15 Вт, величина к. и. не превышает 1—2%.

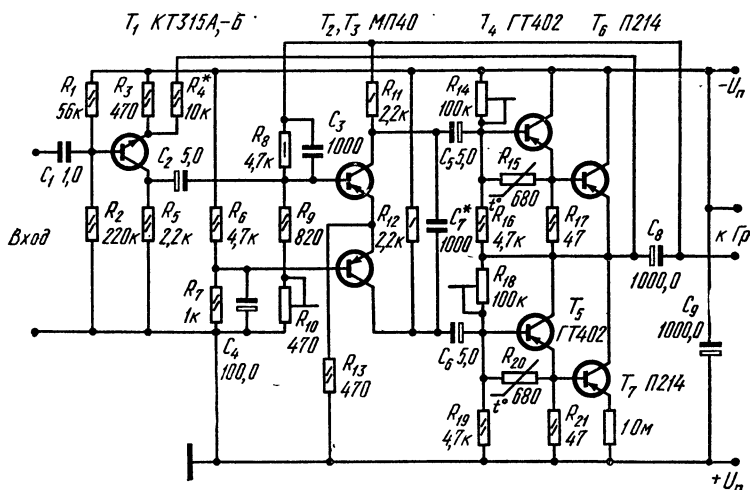


Рис. 69.

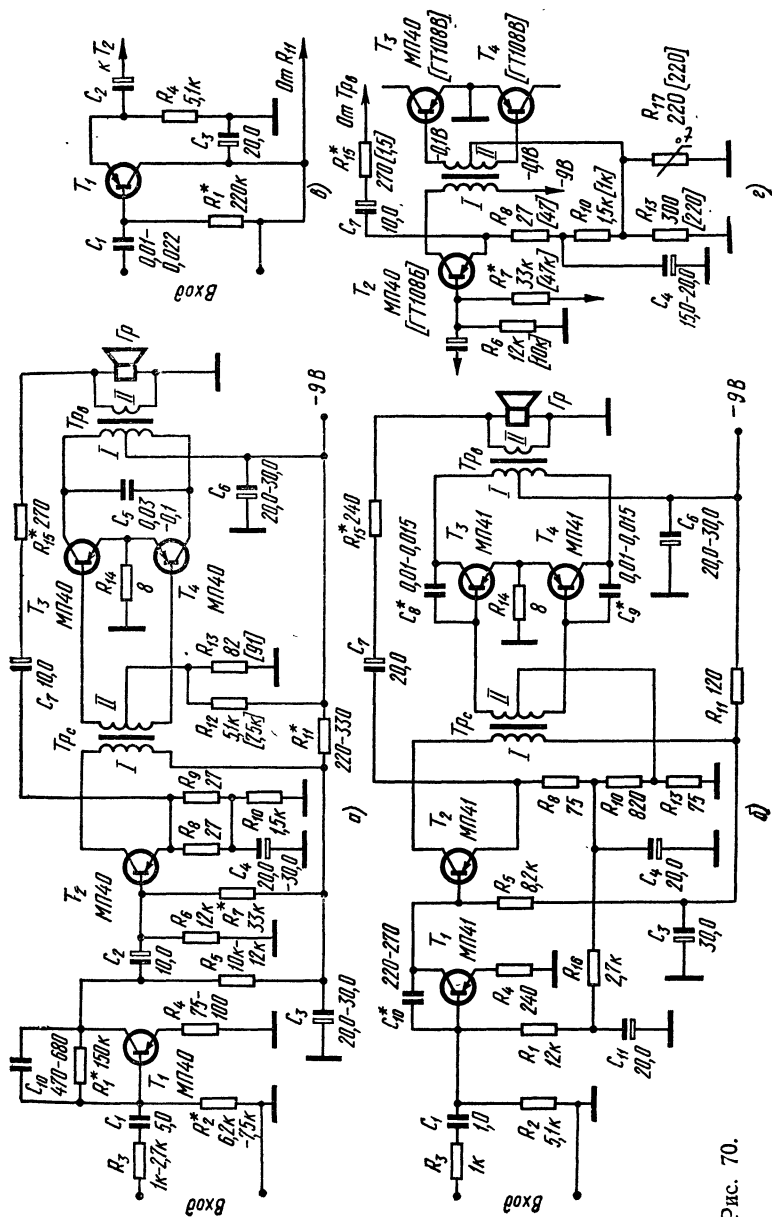
## 5-2. УСИЛИТЕЛИ НЧ ПОРТАТИВНЫХ ГРОМКОГОВОРЯЩИХ ПРИЕМНИКОВ

Оконечные каскады УНЧ многих заводских приемников классов III и IV, а также самодельных портативных радиовещательных приемников выполнены по двухтактной схеме с выходным трансформатором на маломощных сплавных транзисторах, включенных по схеме ОЭ и работающих в режиме АВ (рис. 70 и 71). Предварительные усилители НЧ содержат, как правило, по два каскада на таких же транзисторах. Рабочая полоса частот таких усилителей обычно от 300—450 до 3 000—4 000 Гц.

При номинальном напряжении питающей батареи 9 В номинальная выходная мощность УНЧ по приведенным схемам составляет 150—200 мВт, а при 6 В 70—100 мВт.

**Каскады предварительного усиления.** При выполнении входного каскада по схеме ОЭ на германиевом транзисторе (рис. 70, а, б) стабилизирующий резистор  $R_4$  в цепи эмиттера конденсатором обычно не шунтируют, это увеличивает входное сопротивление каскада (нагрузку детектора по низкой частоте) и тем самым повышает коэффициент передачи детектора. С этой же целью последовательно с конденсатором связи  $C_1$  включают резистор  $R_3$ . Номинальное входное напряжение усилителя НЧ с первым каскадом по схеме ОЭ 15—20 мВ (при номинальной выходной мощности).

Входной каскад по схеме ОК (рис. 70, в) хотя и не дает усиления по напряжению и требуемое входное напряжение больше, он обла-



дает большим входным сопротивлением. Вследствие этого коэффициент передачи детектора увеличивается, и в цепи базы второго каскада усилителя НЧ можно получить не меньший уровень сигнала, чем при включении транзистора первого каскада по схеме ОЭ.

Если учитывать, что входное сопротивление каскада возрастает с увеличением коэффициента передачи тока использованного в нем транзистора, рекомендуется во входном каскаде (по любой схеме) применять транзистор с возможно большим значением  $h_{21э}$ .

Связь первого каскада с выполненным по схеме ОЭ вторым каскадом может быть типа RC (рис. 70, а, в) или непосредственной (рис. 70, б и 71).

В качестве смещения на базы транзисторов первых каскадов используют падение напряжения на резисторах, включенных в

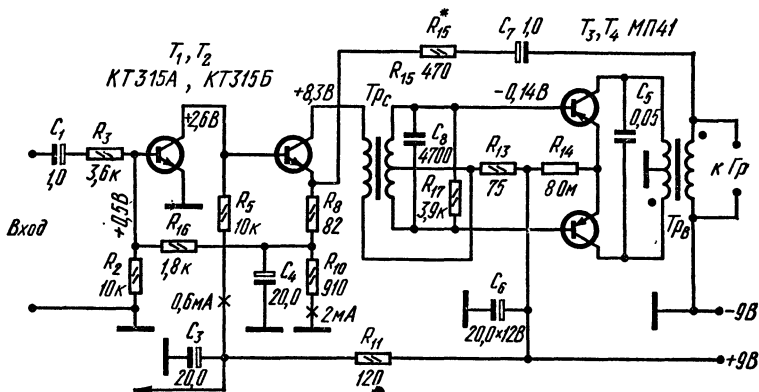


Рис. 71.

цепь эмиттера транзистора  $T_2$ :  $R_{10}$  и  $R_{13}$  в схеме на рис. 70, б,  $R_{10}$  в схеме на рис. 71. Это улучшает стабильность рабочих точек обоих каскадов.

Если в каскадах предварительного усиления применить кремниевые транзисторы, то при указанной взаимосвязи смещений удовлетворительная стабилизация режимов каскадов получается и в отсутствие резистора в цепи эмиттера транзистора  $T_1$  (рис. 71) [Л. 38].

Второй каскад связан с оконечным каскадом согласующим (понижающим) и фазоинвертирующим трансформатором  $T_{pc}$ . Чтобы создать на базах транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  напряжения сигнала, сдвинутые на  $180^\circ$ , трансформатор имеет отвод от средней точки во вторичной обмотке.

**Оконечный каскад.** В общую цепь эмиттеров транзисторов оконечного каскада включен стабилизирующий резистор  $R_{14}$ .

Во избежание возникновения заметных нелинейных искажений при малых уровнях сигнала коллекторный ток покоя оконечного каскада должен иметь величину 2—4 мА. Это достигается подачей на базы его транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  начального отрицательного смещения величиной около 0,1 В. В схеме на рис. 70, а его получают

с помощью делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_{12}$  и  $R_{13}$ . Чтобы исключить расход тока от батареи на этот делитель и таким образом повысить экономичность приемника, применяют схемы по рис. 70, б или 71. Отличаются они тем, что в качестве смещения на базы транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  оконечного каскада используется падение напряжения на резисторе  $R_{13}$ , включенном в цепь эмиттера или коллектора транзистора  $T_2$  предоконечного каскада. При этом температурная стабильность оконечного каскада повышается. Его можно повысить дополнительно, включив параллельно резистору  $R_{13}$  терморезистор  $R_{17}$  (рис. 70, з).

**Отрицательная обратная связь**, снижающая нелинейные и частотные искажения, подается со вторичной обмотки выходного трансформатора в цепь эмиттера предоконечного каскада. Цепь обратной связи образует конденсатор  $C_7$ , резистор  $R_{16}$  и резисторы в цепи эмиттера транзистора  $T_2$ .

В схеме на рис. 70, б применена частотно-зависимая обратная связь из цепи коллекторов в цепь транзисторов оконечного каскада через конденсаторы  $C_8$  и  $C_9$ .

**Трансформаторы.** Уменьшенные габариты согласующего (междукаскадного) и выходного трансформаторов получают, применяя в них сердечники с высокой начальной магнитной проницаемостью. Обычно их собирают из пластин типов ШЗ — Ш6,3, изготовленных из пермаллоя марок 45Н или 50Н (табл. 17 и 18). Сердечник согласующего трансформатора  $Tr_c$  иногда изготавливают из пластин пермаллоя марки 79НМ. Малые размеры окон у сердечников вынуждают принимать меры к весьма компактному размещению в них обмоток.

Учитывая, что в переносных транзисторных приемниках трансформаторы работают при низких напряжениях, а верхняя усилимая частота не превышает 3—4 кГц, можно применять следующие простые конструкции обмоток трансформаторов. Как в согласующем, так и в выходном трансформаторе сначала наматывают вторичные обмотки. В согласующем междукаскадном трансформаторе обе половины вторичной обмотки часто наматывают одновременно проводом, сложенным вдвое; среднюю точку получают, соединяя конец одного провода с началом другого. Далее наматывают первичную обмотку. В выходном трансформаторе после намотки вторичной обмотки наматывают половины первичной обмотки тем же способом, что и вторичную обмотку согласующего трансформатора. При таком способе намотки обеспечивается хорошая электрическая симметрия плеч двухтактного каскада. Намотку того и другого трансформатора можно производить внавал. Коэффициент полезного действия выходных трансформаторов не превышает 0,65—0,75.

### 5-3. УСИЛИТЕЛИ НЧ МИКРОПРИЕМНИКОВ

При приеме на ферритовую антенну с применением каскадов усиления ВЧ и ПЧ усилитель низкой частоты должен быть двухкаскадным. В усилителях НЧ по схемам на рис. 72 транзистор первого каскада включен по схеме с ОЭ, а транзистор оконечного каскада на рис. 72, а включен по схеме с ОК и на рис. 72, б — по схеме с ОЭ. В той или другой схеме осуществляется непосредственная междукаскадная связь (без конденсаторов связи.) Стабилизирующая отрицательная обратная связь с эмиттера транзистора

Таблица 17

Междукаскадные трансформаторы УНЧ транзисторных портативных приемников и телевизора

К какому приемнику	Тип сердечника	Первичная обмотка <sup>1</sup>			Вторичная обмотка <sup>1</sup>			n
		$w_1$	$d_1$ , мм	$r_1$ , Ом	$w_{11}$	$d_{11}$ , мм	$r_{11}$ , Ом	

## Трансформаторы с сердечниками из пермаллоя

«Альпинист»	Ш6,3×6	2 200	0,1	180	2×260	0,1	45	0,12×2
«Атмосфера», «Атмосфера-2», «Атмосфера-2м»	Ш6,3×6	1 800	0,1	170	2×400	0,1	70	0,22×2
«Банга», «Гауя» <sup>2</sup>	Ш5×6	1 600	0,08	210	500+500	0,08	55+85	0,31×2
«Гиала»	Ш6×6	1 900	0,1	170	2×350	0,1	90	0,18×2
«Космос», «Космос-М», «Сюрприз»	П1,5×4	1 000	0,05	120	2×350	0,06	140	0,35×2
«Орленок»	П1,5×4	900	0,06	120	450+450	0,06	60+65	0,5×2
«Планета»	Ш3×6	1 500	0,06	240	2×160	0,06	80	0,14×2
«Рубин»	П1,5×4	950	0,05	130	2×370	0,06	120	0,39×2
«Сатурн»	Ш3×6	1 500	0,08	210	2×190	0,08	80	0,13×2

«Сокол», «Сокол-2» <sup>3</sup>	Ш3×6	2 500	0,06	420	2×350	0,06	160	0,14×2
«Сокол-4»	Ш5×6,3	1 500	0,09	150	2×420	0,09	100	0,13×2
«Соната»	Ш6,3×6	1 500	0,11	100	2×500	0,11	90	0,33×2
«Спорт-2»	Ш4×6	2 200	0,09	190	2×500	0,09	90	0,23×2
«Сувенир»	Ш6×6,3	1 500	0,1	120	2×500	0,1	110	0,33×2
«Нейва», «Нейва-М», «Сигнал», «Юпитер»	Ш3×6	2 300	0,06	380	2×300	0,06	120	0,13×2
«Юность» (телевизор)	Ш4×8	1 200	0,09	—	400 + 400	0,09	—	0,33×2

*Трансформаторы с сердечниками из электротехнической стали*

«Космонавт»	Ш6,3×12	800	0,15	—	200 + 200	0,18	—	0,25×2
ВЭФ-12, ВЭФ-201	Ш8×8	1 700	0,12	190	500 + 500	0,12	31 + 34	0,3×2
«Спидола», «ВЭФ-Спи- дола-10»	Ш8×8	2 200	0,1	200	480 + 480	0,14	31 + 34	0,22×2
«Нарочь»	Ш10×12	1 800	0,1	—	450 + 450	0,12	—	0,25×2

<sup>1</sup> Намотка проводами в эмалевой изоляции (ПЭЛ, ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭВТЛ-1). Вторичные обмотки, числа витков которых обозначены со знаками «2 X», состоят из наматываемых одновременно двух половин (в два провода). Допустимое отклонение сопротивлений обмоток постоянному току ( $r_1$  и  $r_{11}$ ): для приемников «Гауя», «Рига-301», «Селга», «Селга-402», «Соната», ВЭФ-12, ВЭФ-201 не более  $\pm 10\%$ , для остальных трансформаторов  $\pm 20\%$ .

<sup>2</sup> Такие же параметры имеют трансформаторы радиоприемников «Селга», «Селга-402», «Рига-301».

<sup>3</sup> Такие же параметры имеют трансформаторы радиоприемников «Алмаз», «Киев-7», «Ласточка», «Ласточка-2», «Мир», «Нева», «Нева-2», «Топаз-2».

Таблица 18

## Выходные трансформаторы УНЧ радиовещательных транзисторных портативных приемников

К какому приемнику	Тип сердечника	Первичная обмотка *			Вторичная обмотка *			n	z <sub>н</sub> <sup>**</sup> Ом
		$w_1$	$d_1$ , мм	$r_1$ , Ом	$w_{II}$	$d_{II}$ , мм	$r_{II}$ , Ом		

## Трансформаторы с сердечниками из пермаллоя

«Альпинист»	Ш6,3×6	2×405	0,12	40	90+10	0,38	0,6	0,12	5
«Атмосфера», «Атмосфера-2м»	Ш6,3×6	2×400	0,15	34	85	0,31	1,0	0,11	4,5
«Банга»	Ш5×4	225+225	0,15	9+10	24+24	0,35	0,7	0,15	—
«Гауя»	Ш5×6,3	2×450	0,11	56	57+57	0,25	1,6	0,13	10
«Гяла»	Ш6×6	2×300	0,15	45	75	0,41	0,35	0,13	10
«Космос», «Космос-М»	П1,5×4	2×220	0,08	25	95	0,2	0,5	0,22	—
«Киев-7»	Ш3×6	2×450	0,09	60	102	0,25	1,4	0,11	—
«Нейва», «Нейва-М», «Сигнал»	Ш3×6	2×450	0,08	75	95	0,27	1,2	0,1	—
«Мир»	Ш3×6	2×450	0,09	60	76+10	0,23	1,2	—	—

«Планета»	ШЗ×6	2×400	0,09	57	75	0,27	1,0	0,09	—
«Сатурн»	ШЗ×6	2×360	0,08	24	94	0,23	1,2	0,13	—
«Селга» «Рига-301»	Ш5×6	225+225	0,15	9+10	23+43	0,35	0,5	0,15	10
«Сокол», «Сокол-2» ***	ШЗ×6	2×450	0,08	60	102	0,23	1,4	0,11	—
«Сокол-4»	Ш5×6,3	2×280	0,14	20	128	0,25	2,0	0,21	8,0
«Соната»	Ш6,3×6	2×400	0,15	40	100	0,44	0,45	0,13	4,5
«Спорт-2»	Ш4×6	2×320	0,15	21	120	0,35	0,6	0,19	8,0
«Сувенир»	Ш6×12	2×250	0,2	16	70	0,44	0,25	0,14	6,5

*Трансформаторы с сердечниками из электротехнической стали*

«Космонавт»	6,3×12	120+120	0,27	—	60+4	0,44	—	0,27	—
«ВЭФ-Спидола-10», «Спидола»	Ш8×8	350+350	0,18	11+13	2×92	0,29	0,6	0,13	6,5
ВЭФ-12, ВЭФ-201	Ш8×8	350+350	0,18	11+13	2×102	0,29	0,7	0,15	—
«Нарочь»	Ш10×12	180+180	0,18	—	48	0,51	—	0,13	6,5

\* Намотка проводами в эмаливой изоляции (ПЭЛ, ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭВТЛ-1). Обмотки, числа витков которых указаны со знаком «2х», состоят из двух половин, наматываемых одновременно, в два провода. Допустимое отклонение  $r_1$  и  $r_{11}$  приемников «Гауя», «Селга», «Селга-402», «Рига-301», ВЭФ-12, ВЭФ-201, «Соната» не более  $\pm 10\%$ , для остальных трансформаторов  $\pm 20\%$ .

\*\* Указано номинальное расчетное сопротивление нагрузки вторичной обмотки.

\*\*\* Такие же параметры имеют выходные трансформаторы приемников «Алмаз», «Ласточка», «Ласточка-2», «Нева», «Нева-2».



оконечного каскада в цепь базы транзистора первого каскада подается через резистор  $R_3$ . В схеме усилителя по рис. 72, б, кроме того, имеются отрицательные обратные связи из цепи коллектора в цепь базы каждого транзистора: в первом каскаде

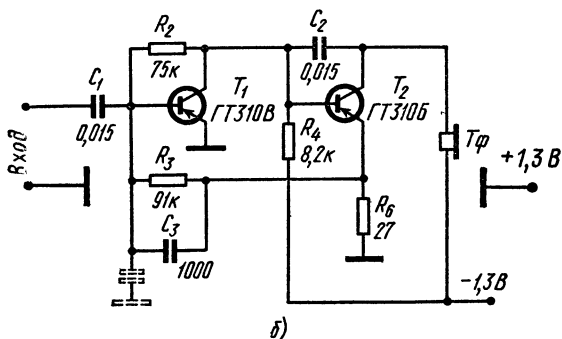
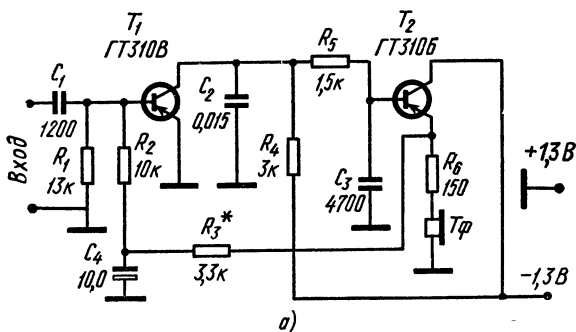


Рис. 72.

через резистор  $R_2$ , а в оконечном — через конденсатор  $C_2$  (частотно-зависимая связь).

Номинальные выходные мощности усилителей по этим схемам (0,05 и 0,3 мВ·А) достаточны для работы малогабаритного телефона ТМ-2М.

#### 5.4. РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

**Регуляторы-четыреполюсники.** Регулятор тембра по схеме на рис. 73, а дает возможность изменять частотную характеристику канала усиления как в области верхних, так и в области нижних звуковых частот. Как видно из схемы, регулятор тембра представляет собой четырехполюсник, содержащий реактивные элементы (конденсаторы) и потенциометры. Включается регулятор тембра между каскадами УНЧ. На вход регулятора поступает сигнал из цепи коллектора (или эмиттера) транзистора предыдущего кас-

када, а с выхода регулятора сигнал подается для дальнейшего усиления на последующий каскад.

На средних частотах рабочей полосы регулятор вносит затухание в тракт усиления около 25 дБ. Такое же примерно затухание он создает на нижних и на верхних частотах при средних положениях

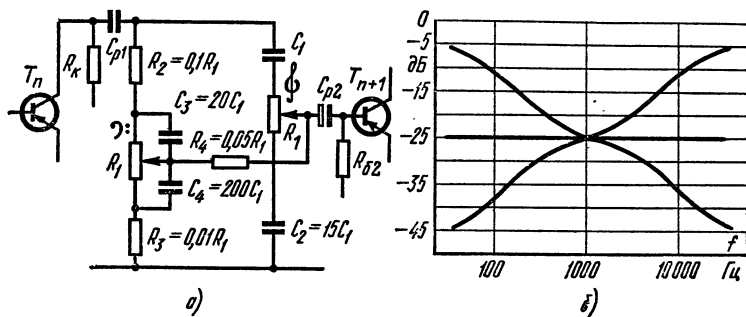


Рис. 73.

контактных щеток потенциометров. При перемещении вверх (вниз) щетки правого по схеме потенциометра уменьшается (увеличивается) затухание четырехполосника для верхних частот рабочей полосы, вследствие чего на частотной характеристике появляется подъем (завал) в области этих частот. Когда же перемещается вверх (вниз)

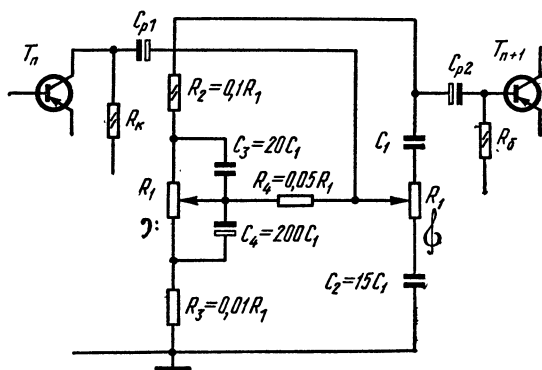


Рис. 74.

контактная щетка левого по схеме потенциометра, то уменьшается (увеличивается) затухание для нижних частот, приводящее к подъему (завалу) этих частот.

Показанные на рис. 73, б пределы изменения частотной характеристики получаются при соотношениях величин сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов согласно схеме на рис. 73, а,

если соблюдается условие  $RC > 10^8$ , где  $R$  в омах и  $C$  в пикофарадах (что соответствует постоянной времени 1 мкс), а также если  $R_i \leq 10R$ , где  $R_i$  — выходное сопротивление предыдущего каскада. Когда этот каскад выполнен по схеме ОЭ, вместо  $R_i$  можно принимать сопротивление резистора в коллекторной цепи этого каскада.

Вычислив емкости и сопротивления согласно схеме на рис. 73, а, выбирают конденсаторы и резисторы с ближайшими стандартными номиналами.

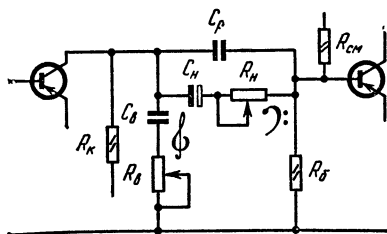


Рис. 75.

уменьшения сопротивления резистора  $R_B$  уменьшается постоянная времени цепочки  $R_B C_B$  (усиливается шунтирующее действие конденсатора  $C_B$  главным образом для верхних частот), вследствие чего на частотной характеристике тракта увеличивается завал верхних частот. Завал нижних частот увеличивается при увеличении сопротивления резистора  $R_B$ , так как при этом увеличивается для нижних частот полное сопротивление цепочки  $R_B C_B C_P$ , через которую осуществляется междукаскадная связь

В регуляторах тембра транзисторных устройств обычно применяют потенциометры сопротивлением 10—100 кОм.

На рис. 74 приведен вариант схемы регулятора тембра, работающего на том же принципе, что и рассмотренный.

**Упрощенный регулятор тембра** по схеме на рис. 75 применяют в более простых усилителях НЧ. По мере

## 5-5. УСИЛИТЕЛЬ С АВТОМАТИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ УСИЛЕНИЯ

Трехкаскадный усилитель НЧ по схеме на рис. 76 используется в системах служебной, например диспетчерской, связи.

Входное сопротивление усилителя 600—800 Ом; номинальное сопротивление нагрузки на выходе 400 Ом; номинальное входное напряжение 0,6 мВ; номинальное выходное напряжение 0,3 В; к. н. и. не более 3%; максимальное усиление около 54 дБ; рабочий диапазон частот 100—6 000 Гц при неравномерности не более 2 дБ; напряжение питания 24 В; потребляемый ток 15 мА. Усилитель предназначен для работы в нормальных (комнатных) условиях, поскольку температурная стабилизация его второго и третьего каскадов неудовлетворительная.

Два каскада предварительного усиления на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  выполнены по схеме ОЭ, а оконечный каскад на транзисторе  $T_3$  по схеме ОК. Устройство автоматического регулирования усиления, расположенное между вторым и третьим каскадом, представляет собой четырехполосник, состоящий из резисторов  $R_{10}$  —  $R_{12}$  и диодов  $D_1$  и  $D_2$ . Диоды получают небольшое прямое начальное смещение от питающей усилитель батареи с помощью делителя напряжения из резисторов  $R_{13}$  —  $R_{16}$  через резисторы  $R_{10}$  —  $R_{12}$ .

При поступлении сигнала во время его полупериодов одного знака конденсатор  $C_4$  заряжается через диод  $D_1$ , вследствие чего диоды получают дополнительное смещение. Увеличение уровня сигнала ведет к увеличению напряжения на конденсаторе  $C_4$ ,

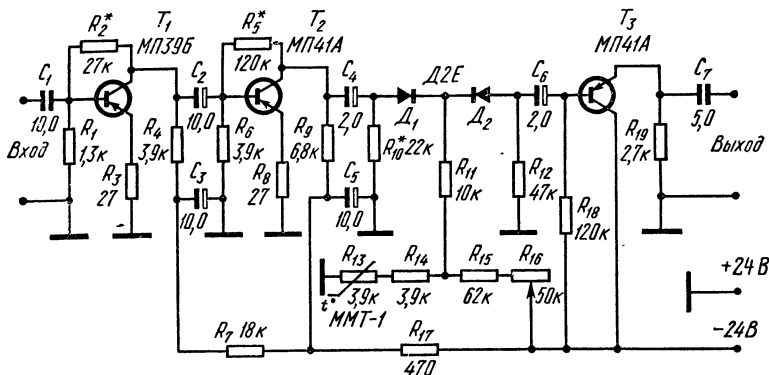


Рис. 76.

увеличению динамического сопротивления диодов и как следствие к увеличению затухания сигнала при прохождении его через четырех-полосник. В результате уровень сигнала, поступающего в цепь базы транзистора оконечного каскада, и уровень выходного сигнала растут медленнее, чем уровень входного сигнала.

## 5-6. ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

**Назначение.** Частотно-избирательные усилители, т. е. усилители, обладающие очень узкими полосами пропускания, применяются главным образом в системах автоматического управления для выделения команд, передаваемых на различных низких частотах по общему каналу связи. Усилители такие могут быть также полезны при приеме на слух телеграфных сигналов в условиях помех.

**Электрические характеристики.** Тщательно настроенный усилитель по схеме на рис. 77 [Л. 14] имеет полосу пропускания  $2\Delta f = f/100 - f/200$ , где  $f$  — рабочая частота (на которой усиление максимально). Определяется эта частота по формуле (1) из табл. 19 по параметрам  $C$  и  $R$  двойного Т-образного фильтра (см. схему). На частотах  $0,5f$  и  $2f$  частотная характеристика усилителя имеет крутизну спада около 20 дБ на декаду.

При малом отклонении сопротивления каждого из плеч Т-образного фильтра на величину  $\Delta R$  частота изменяется на величину, определяемую по формуле (5).

Входное сопротивление усилителя около 10 кОм, выходное — около 250 Ом, наибольшее выходное напряжение (действующее значение) около 2 В, усиление на частоте  $f$  около трех.

**Схема.** Транзистор  $T_3$  третьего каскада усилителя включен по схеме ОЭ, а остальные по схеме ОК. Все междукаскадные связи непосредственные. Избирательность усилителя определяется свойствами двойного Т-образного фильтра, состоящего из конденсаторов  $C_1 - C_3$  и резисторов  $R_1 - R_5$ . Переменные резисторы  $R_4$  и  $R_5$  служат для точной установки требуемой рабочей частоты. Через двойной Т-образный фильтр в цепь базы транзистора  $T_2$  второго каскада вместе с входным сигналом с резистора  $R_9$ , включенного в цепь эмиттера транзистора  $T_1$ , поступает напряжение обратной связи с выхода усилителя. Фазо-

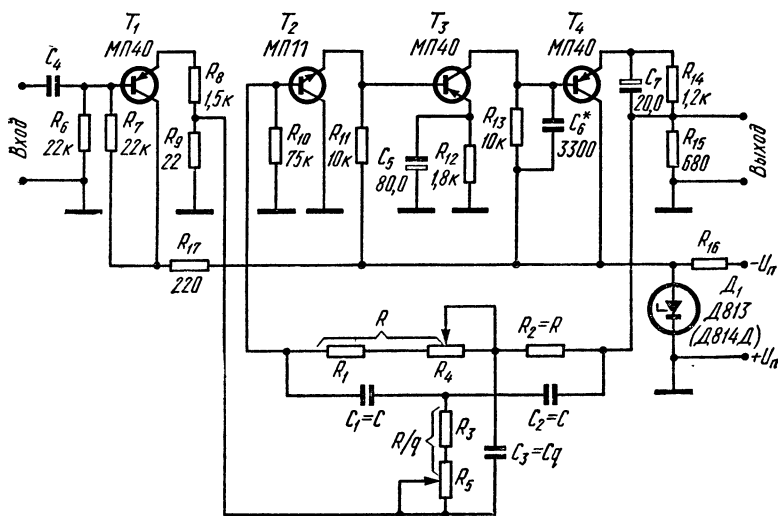


Рис. 77.

вые сдвиги в фильтре таковы, что наибольшее усиление получается на частоте  $f$ .

Применение в усилителе непосредственных междукаскадных связей совместно с глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току через резисторы  $R_2$ ,  $R_4$  и  $R_1$  обеспечивает жесткую стабилизацию рабочих точек всех транзисторов усилителя. Конденсатор  $C_6$  предотвращает возможность возникновения паразитной генерации на высоких частотах.

**Пример расчета Т-образного фильтра.** Задана рабочая частота пропускания  $f = 400$  Гц. Принимаем  $C_1 = C_2 = 0,1$  мкФ и  $q = 2,5$ . Тогда по формулам из табл. 19

$$R = \frac{16 \cdot 10^4}{400 \cdot 0,1} = 4000 \text{ Ом} = 4 \text{ кОм};$$

$$R_1 = 0,75 \cdot 4 = 3 \text{ кОм};$$

Таблица 19

Формулы для расчета Т-образного фильтра  
в схеме на рис. 77

$$f = \frac{16 \cdot 10^4}{RC} \quad (1)$$

$$C_1 = C_2 = C \quad (2)$$

$$C_3 = qC \quad (3)$$

$$R = \frac{16 \cdot 10^4}{fC} \quad (4)$$

$$\Delta f \approx \pm 0,4 \frac{\Delta R}{R} \quad (5)$$

$$R_1 = (0,7 \div 0,8) R \quad (6)$$

$$R_2 \approx R \quad (7)$$

$$R_3 = R_1/q \quad (8)$$

$$R_4 = (0,5 \div 0,6) R \quad (9)$$

$$R_5 = R_4/q \quad (10)$$

Примечание. В формулах (1) и (4) частота в герцах, сопротивление в омах, емкость в микрофарадах;  $q = 2 \div 2,5$ .

$R_2 = R \approx 3,9$  кОм (принимая ближайшую стандартную номинальную величину сопротивления);

$$R_3 = \frac{3}{2,5} = 1,2 \text{ кОм};$$

$$R_4 = 0,55 \cdot 4 = 2,2 \text{ кОм};$$

$R_5 = \frac{2,2}{2,5} \approx 1$  кОм (принимая ближайшую стандартную величину сопротивления);

$$C_3 = 2,5 \cdot 0,1 = 0,25 \text{ мкФ}.$$

**Настройка усилителя.** Если в отсутствие входного сигнала усилитель самовозбуждается на частоте, близкой к рабочей частоте  $f$ , самовозбуждение можно устранить, увеличив введенное сопротивление переменного резистора  $R_4$  и уменьшая введенное сопротивление переменного резистора  $R_5$ . После этого на вход усилителя подают сигнал с частотой  $f$  и, поочередно изменяя сопротивления переменных резисторов, добиваются максимальной амплитуды напряжения на выходе (выходное напряжение удобно контролировать по осциллографу).

Для точной настройки на частоту  $f$  при требуемой ширине полосы пропускания может потребоваться многократное изменение сопротивлений резисторов  $R_4$  и  $R_5$ . При этом нужно иметь в виду, что уменьшение сопротивления резистора и увеличение сопротивления резистора  $R_4$  ведет к расширению полосы пропускания усилителя.

## РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

### Стабилизаторы напряжения и транзисторные фильтры

#### 6-1. ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Напряжения источников питания радиоэлектронной аппаратуры всегда в большей или меньшей степени не постоянны. Напряжения гальванических и аккумуляторных батарей снижаются по мере их разряда; колеблется величина напряжения, поступающего на аппаратуру из электросети. Увеличение и уменьшение величины тока, потребляемого аппаратурой от источника электропитания, также ведет к изменению напряжения на его зажимах, причем эти изменения тем значительнее, чем больше внутреннее (выходное) сопротивление источника. Вместе с тем для нормальной работы аппаратуры зачастую требуются напряжения более стабильные, чем могут обеспечить обычные источники тока.

Улучшения устойчивости величины питающего напряжения достигают, применяя стабилизаторы напряжения. При питании аппаратуры с транзисторами используют преимущественно полупроводниковые стабилизаторы, которые характеризуются малыми размером и массой, большим сроком службы, постоянной готовностью к действию, малым выходным сопротивлением, а стабилизаторы с транзисторами, помимо того, высоким к. п. д. (до 60—70%). Транзисторные стабилизаторы применяют также в аппаратуре с электронными лампами, в устройствах промышленной электроники и для других целей.

При использовании полупроводниковых стабилизаторов постоянного напряжения в устройствах с питанием от электросетей переменного тока стабилизаторы одновременно способствуют сглаживанию пульсаций выпрямленных напряжений.

Стабилизаторы напряжения характеризуются нижеследующими параметрами.

*Выходной ток*  $I_{\text{вых}}$  — ток от стабилизатора в нагрузку. Стабилизатор может быть рассчитан на постоянную ( $I_{\text{вых}} = \text{const}$ ) либо на переменную нагрузку; в последнем случае параметрами стабилизатора являются максимальное  $I_{\text{вых. макс}}$  и минимальное  $I_{\text{вых. мин}}$  значения тока нагрузки (в частном случае  $I_{\text{вых. мин}} = 0$ ).

*Выходные напряжения* стабилизатора: номинальное  $U_{\text{вх}}$ , максимальное  $U_{\text{вх. макс}}$  и минимальное  $U_{\text{вх. мин}}$  — значения напряжения, поступающего на стабилизатор от источника его питания.

Кроме того, стабилизатор можно характеризовать допустимыми отклонениями величины входного напряжения в сторону увеличения  $\delta_{\text{в}}$  и в сторону уменьшения  $\delta_{\text{н}}$ ; отклонения эти выражают в виде десятичных дробей (или в процентах). При этом имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned}U_{\text{вх. макс}} &= U_{\text{вх}} (1 + \delta_{\text{в}}); \\U_{\text{вх. мин}} &= U_{\text{вх}} (1 - \delta_{\text{н}}); \end{aligned}$$

соответственно

$$\delta_{\text{в}} = U_{\text{вх. макс}}/U_{\text{вх}} - 1; \quad \delta_{\text{н}} = 1 - U_{\text{вх. мин}}/U_{\text{вх}}.$$

*Коэффициент стабилизации*  $k_{\text{ст}}$  (основной параметр, характеризующий стабилизатор напряжения) показывает, во сколько раз изменения напряжения на нагрузке стабилизатора меньше изменений напряжения источника питания. Определяется  $k_{\text{ст}}$  путем деления величины относительного приращения напряжения на входе стабилизатора на величину относительного приращения напряжения на выходе стабилизатора при неизменном токе нагрузки, т. е.

$$k_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}}.$$

*Выходное дифференциальное сопротивление стабилизатора*  $z_{\text{вых}}$  — параметр, характеризующий степень постоянства выходного напряжения стабилизатора при изменениях тока нагрузки; определяется как отношение величины, на которую понижается (повышается) напряжение на выходе стабилизатора, к вызвавшему это изменение увеличению (уменьшению) тока, идущего от стабилизатора на нагрузку, т. е.  $z_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{вых}}$ .

*Температурный коэффициент напряжения* (ТКН)  $\theta$  характеризует степень постоянства напряжения на выходе стабилизатора при изменениях температуры; определяется этот коэффициент как отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению температуры:

$$\theta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta t}, \text{ В/}^\circ\text{С}.$$

*Относительный ТКН*  $\theta'$  показывает, на сколько процентов изменяется напряжение на выходе стабилизатора при изменении температуры на  $1^\circ\text{С}$ :

$$\theta' = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \frac{100}{\Delta t}.$$

*Коэффициент полезного действия стабилизатора*  $\eta$  — отношение мощности, потребляемой его нагрузкой ( $U_{\text{вых}}I_{\text{вых}}$ ), к мощности, поступающей на вход стабилизатора от источника питания.

## 6-2. ДИОДНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Простейший стабилизатор постоянного напряжения представляет собой делитель напряжения, состоящий из двух сопротивлений, одно из которых является резистором с практически линейной вольт-амперной характеристикой, а другое с нелинейной; в качестве последнего используется полупроводниковый стабилитрон (рис. 78, а) или стабилитрон (рис. 78, б).

Такие стабилизаторы называют параметрическими, так как действие их основано на изменении параметров нелинейного элемента. Напряжение на нагрузку снимается с зажимов последнего. При достаточно большом сопротивлении резистора  $R_1$  и при соответствующем выборе рабочего режима стабилитрона (стабилитрона) падение напряжения на нагрузке будет мало зависеть от величины тока через нее.



**Стабилитроны** — специальные кремниевые диоды, стабилизирующее действие которых основано на использовании большой крутизны участка пробоя обратной ветви вольт-амперной характеристики, применяяют в случаях, когда на нагрузке нужно иметь стабилизированное напряжение от нескольких вольт и выше.

**Стабисторы** — кремниевые и селеновые диоды, стабилизирующее действие которых основано на использовании круто восходящей прямой ветви вольт-амперной характеристики, используют в стабилизаторах, если нужно иметь стабилизированное напряжение величиной 0,7—0,8 В.

Заметим, что в качестве стабистора можно использовать кремниевый диод (выпрямительный, стабилитрон и т. п.) в прямом включении; если нужно иметь напряжение в целое число раз больше 0,7—0,8 В, диоды соединяют последовательно. (Стабистор типа 7ГЕ2А-С, состоящий из двух последовательно соединенных селеновых диодов, имеет номинальное напряжение стабилизации 1,4 В.)

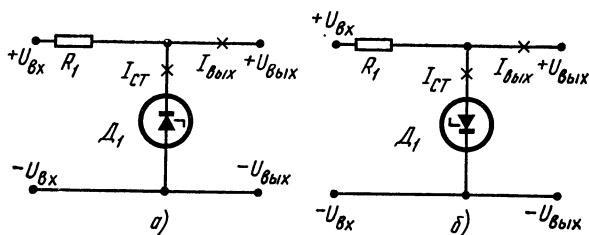


Рис. 78.

Динамическое сопротивление диодов Д808 — Д813, Д814А — Д814Д и Д202 — Д205 в прямом включении имеет величину около 2 Ом при токе 20 мА, 4 Ом при токе 10 мА и 8 Ом при токе 5 мА [Л. 21].

**Выбор типа стабилитрона и стабистора.** Напряжение на выходе стабилизатора  $U_{ВЫХ}$ , т. е. на его нагрузке, равно напряжению стабилизации  $U_{СТ}$  примененного стабилитрона (стабистора). Поэтому нельзя получить напряжение  $U_{ВЫХ}$  с любым желаемым значением; его приходится выбирать в пределах величин, обеспечиваемых тем или иным доступным радиолюбительского типа стабилитроном. Так, например, если нужно иметь  $U_{ВЫХ} = 9$  В, то приходится применять стабилитрон типа Д809 (или Д814Б), напряжение стабилизации которого находится в пределах 8—9,5 В, либо стабилитрон Д810 (Д814В) с напряжением  $U_{СТ} = 9—10,5$  В. Если же нужно иметь напряжение  $U_{ВЫХ}$  большей величины, чем позволяют получить имеющиеся стабилитроны, то их соединяют последовательно. При этом выходное напряжение стабилизируется на уровне суммы напряжений  $U_{СТ}$  используемых диодов.

Стабилизаторы напряжения работают эффективно при условии, что ток в нагрузку  $I_{ВЫХ}$  меньше тока через стабилитрон (стабистор)  $I_{СТ}$ . Вместе с тем, если ток через стабилитрон будет меньше некоторой величины  $I_{СТ. мин}$ , характерной для стабилитрона данного типа, то изменения тока нагрузки  $I_{ВЫХ}$  вызывают недопустимо большие изменения напряжения  $U_{ВЫХ}$ .

Параллельное соединение стабилитронов и стабилиторов не применяют, так как вследствие различия их сопротивлений ток распределится между ними неравномерно. В результате стабилитрон с меньшим сопротивлением окажется перегруженным и стабилизатор будет ненадежен в работе.

Коэффициент стабилизации возрастает с увеличением сопротивления резистора  $R_1$ , однако при этом приходится повышать напряжение источника питания. Практически целесообразно иметь отношение  $U_{вх}/U_{вых} = 4 \div 6$ ; при таких соотношениях напряжений можно получить  $k_{ст} = 10 \div 20$ . При большем отношении  $U_{вх}/U_{вых}$  стабильность выходного напряжения улучшается незначительно, но к. п. д. стабилизатора делается очень низким.

**Каскадное включение диодных стабилизаторов.** Большие коэффициенты стабилизации можно получить, применяя последовательное соединение диодных стабилизаторов (выход одного соединяется со входом другого). При этом входное напряжение  $U_{вх}$  последующего стабилизатора принимают равным выходному напряжению  $U_{вых}$  предыдущего стабилизатора. Общий коэффициент стабилизации системы равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных ее каскадов. Так как к. п. д. подобной системы очень низок, ее применяют лишь для питания измерительных устройств, от которых требуется высокая точность.

**Сглаживание пульсаций.** Благодаря тому, что стабилизатор реагирует на быстрые изменения подводимого напряжения, т. е. является системой малоинерционной, он эффективно сглаживает пульсации напряжения. Коэффициент сглаживания пульсаций стабилизатора близок по величине к коэффициенту стабилизации.

**Температурная стабильность выходного напряжения.** Стабилитроны имеют положительный ТКН, т. е. при повышении температуры выходное напряжение стабилизатора несколько увеличивается, а при понижении уменьшается. При использовании кремниевых стабилитронов с  $U_{ст} < 15$  В изменение температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$  вызывает изменение выходного напряжения на величину менее 1%. Выходные напряжения стабилизаторов с кремниевыми стабилитронами на большие напряжения в тех же условиях изменяются не более чем на 1,5%. При питании радиолюбительской аппаратуры такие изменения вполне допустимы.

Температурный коэффициент напряжения кремниевых стабилиторов (и вообще всех кремниевых диодов в прямом включении) отрицателен и имеет величину около  $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ .

Влияние температуры на величину напряжения стабилизации можно уменьшить, включая последовательно с основным стабилитроном дополнительные диоды в прямом направлении. Поскольку при включении диодов в обратном направлении ТКН положителен, а при включении в прямом направлении отрицателен, то общий ТКН цепочки диодов получается по абсолютной величине меньшим, чем каждого из диодов в отдельности. Однако при этом уменьшается коэффициент стабилизации напряжения и возрастает величина выходного сопротивления стабилизатора.

Получить малый ТКН, что необходимо, например, в устройствах питания точной измерительной аппаратуры, можно, применяя термокомпенсированные кремниевые стабилитроны типа Д818А — Д818Е с номинальным напряжением стабилизации 9 В.

**Расчет диодных параметрических стабилизаторов.** Исходные данные: выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ ; предельные величины выходного тока  $I_{\text{вых. мин}}$  и  $I_{\text{вых. макс}}$ ; наибольшие ожидаемые отклонения  $\delta_{\text{н}}$  и  $\delta_{\text{в}}$  входного напряжения от его номинальной величины  $U_{\text{вх}}$ . Последняя может быть задана, если стабилизатор подключается к готовому источнику питания, либо ее нужно вычислить, если источник питания проектируется одновременно со стабилизатором.

Расчетом нужно определить сопротивление резистора  $R_1$ ; выходное сопротивление стабилизатора  $z_{\text{вых}}$ ; коэффициент стабилизации напряжения  $k_{\text{ст}}$ ; входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  (если оно не задано).

Выбираем стабилитрон (или стабистор), напряжение стабилизации которого  $U_{\text{ст}}$  возможно ближе к требуемой величине  $U_{\text{вых}}$ , а его максимально допустимый ток стабилизации  $I_{\text{ст. макс}} > I_{\text{вых. макс}}$ . Можно применить последовательное включение  $m$  стабилитронов, соблюдая условие  $U_{\text{вых}} \approx m U_{\text{ст}}$ .

Таблица 20

Расчет стабилизатора напряжения по схемам на рис. 78

Параметр	Расчетное соотношение	Номер формулы
	$\frac{U_{\text{вх}}(1+\delta_{\text{в}})-U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}(1-\delta_{\text{н}})-U_{\text{вых}}}(I_{\text{ст. мин}}+I_{\text{вых. макс}}) \leq$ $\leq I_{\text{вых. мин}}+0,8I_{\text{ст. макс}}$	(1)
	$(0,8I_{\text{ст. макс}}+I_{\text{вых. мин}})(1-\delta_{\text{н}})-$ $-(I_{\text{ст. мин}}+I_{\text{вых. макс}})(1+\delta_{\text{в}}) > 0$	(2)
$U_{\text{вх}}$	$U_{\text{вых}} \frac{(0,8I_{\text{ст. макс}}+I_{\text{вых. мин}})-(I_{\text{ст. мин}}+I_{\text{вых. макс}})}{(0,8I_{\text{ст. макс}}+I_{\text{вых. мин}})(1-\delta_{\text{н}})-}$ $-(I_{\text{ст. мин}}+I_{\text{вых. макс}})(1+\delta_{\text{в}})}$	(3)
$R_1$	$\frac{U_{\text{вх}}(\delta_{\text{в}}+\delta_{\text{н}})}{(0,8I_{\text{ст. макс}}+I_{\text{вых. мин}})-(I_{\text{ст. мин}}-I_{\text{вых. макс}})}$	(4)
$z_{\text{вых}}$	$r_{\text{д}} m$	(5)
$k_{\text{ст}}$	$\frac{R_1 U_{\text{вых}}}{z_{\text{вых}} U_{\text{вх}}}$	(6)

Расчет производим по формулам из табл. 20 в следующем порядке.

1. Прежде всего нужно убедиться в пригодности намечаемого к применению стабилитрона при заданных пределах изменений выходного и входного напряжения. Если входное напряжение задано, то проверяем выполнение условия (1) табл. 20; здесь  $I_{\text{ст. макс}}$  — максимально допустимый ток через стабилитрон. Если же величина  $U_{\text{вх}}$  не задана, то проверяем выполнение условия (2). Если неравенства (1) и (2) не выполняются, то нужно применить стабилитрон с большим током стабилизации  $I_{\text{ст. макс}}$ .

Если стабилизатор будет работать на неизменную, не отключаемую нагрузку, то в формулы подставляем  $I_{\text{вых. макс}} = I_{\text{вых. мин}}$ ; когда же возможно отключение нагрузки при включенном питании, то подставляем  $I_{\text{вых. мин}} = 0$ .

2. Вычисляем номинальное входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  по формуле (3).

3. Вычислив сопротивление резистора по формуле (4), выбираем резистор со стандартным ближайшим сопротивлением; допустимое отклонение последнего от номинальной величины не более  $\pm 10\%$ .

4. Вычисляем выходное сопротивление стабилизатора и коэффициент стабилизации напряжения по формулам (5) и (6), где  $m$  — число последовательно включенных стабилизаторов.

### 6-3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Основными частями всякого транзисторного стабилизатора напряжения являются: датчик стабилизированного напряжения, выполняемый обычно на основе кремниевого стабилитрона малой мощности; регулирующий элемент, роль которого выполняет транзистор, подключенный выводами коллектора и эмиттера параллельно нагрузке («параллельная схема» стабилизатора) либо последовательно с нагрузкой («последовательная схема»). Ниже рассматриваются только схемы с последовательным включением регулирующего транзистора, поскольку в них можно применять менее мощные транзисторы, эти схемы обладают лучшим к. п. д. и поэтому имеют почти исключительное применение в аппаратуре, хотя и обладают недостатком: при коротком замыкании выхода стабилизатора регулирующий транзистор, как правило, выходит из строя.

В последовательной схеме через оба перехода регулирующего транзистора проходит весь ток нагрузки. Чем больше этот ток, тем мощнее должен быть транзистор. При очень больших токах нагрузки применяют параллельное включение двух или большего количества однотипных мощных транзисторов.

Используя в регулирующем элементе составной транзистор, коэффициент стабилизации можно несколько повысить. Учитывая, что перегрузка транзисторов недопустима, в стабилизаторы вводят устройства защиты от коротких замыканий и перегрузок.

**Простейший транзисторный стабилизатор напряжения** (рис. 79). Ток базы регулирующего транзистора  $T_1$  вместе с током стабилитрона  $D_1$  течет по балластному резистору  $R_1$ . Стабилизирующее действие схемы основано на том, что при неизменном смещении базы

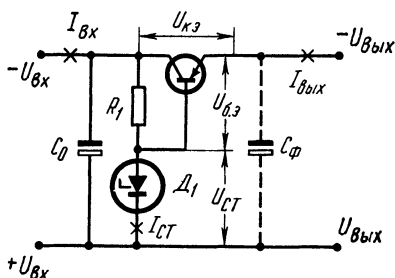


Рис. 79.

транзистора величина тока эмиттера ( $I_{\text{э}} = I_{\text{вых}}$ ) почти не изменяется при изменениях напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{\text{к.э.}}$ . Так как напряжения смещения базы стабилизировано с помощью стабилитрона, то при изменении поступающего от источника питания напряжения  $U_{\text{вх}}$  ток через транзистор, а следовательно, и напряжение на нагрузке  $U_{\text{вых}}$  изменяются в относительно небольших пределах. Как и в диодном параметрическом стабилизаторе, коэффициент стабилизации напряжения тем больше, чем меньше динамическое сопротивление диода и чем больше сопротивление резистора  $R_1$ .

**Ток и напряжение на нагрузке.** Величина максимально допустимого тока нагрузки стабилизатора определяется типом примененного транзистора, а при переменной нагрузке, кроме того, зависит от параметров стабилитрона. Номинальная величина напряжения на

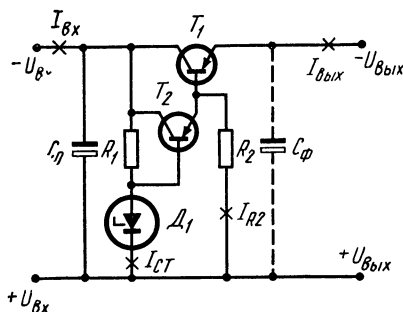


Рис. 80.

нагрузке  $U_{\text{вых}}$  равна напряжению стабилизации  $U_{\text{ст}}$  примененного стабилитрона за вычетом малого напряжения между эмиттером и базой  $U_{\text{э.б.}}$ . Поскольку величина последнего не превышает десятых долей вольта, то обычно считают, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}$ .

Если нужно получить напряжение  $U_{\text{вых}}$  больше напряжения  $U_{\text{ст}}$  стабилитронов имеющегося типа, то их можно соединять последовательно; при этом напряжение  $U_{\text{вых}}$  будет стабилизироваться на уровне, равном сумме напряжений стабилизации всех диодов.

Температурный коэффициент напряжения транзисторных стабилизаторов напряжения обычно положителен; при этом, когда применяются стабилитроны с  $U_{\text{ст}} = 7 \div 15$  В, напряжение на нагрузке изменяется не более чем на 30—70 мВ при изменении температуры на каждые 10 °С.

**Сглаживание пульсаций.** Если стабилизатор работает от выпрямителя, то для повышения к. п. д. такой системы необходимо подавать на стабилизатор выпрямленное напряжение с возможно меньшей пульсацией. Практически применяют конденсатор  $C_0$  настолько большой емкости, что коэффициент пульсации напряжения на входе стабилизатора не превышает 1%. Конденсатор  $C_ф$  способствует дальнейшему сглаживанию пульсаций выпрямленного напряжения, уменьшает выходное сопротивление стабилизатора для токов высоких частот и улучшает развязку при питании от него импульсных схем. Все эти соображения в полной мере относятся и к схемам стабилизаторов, приведенным ниже.

По схеме на рис. 79 выполнен стабилизатор напряжения транзисторного магнитофона «Яуза-20» [Л. 45]. Его данные:  $U_{\text{вх}} = 22 \text{ В} \pm 10\%$ ;  $U_{\text{вых}} = 12 \text{ В}$ ;  $I_{\text{вых}} = 160 - 360 \text{ мА}$ ;  $k_{\text{ст}} \approx 12$ . Применены следующие элементы: транзистор  $T_1$  — П201А (П214В), диод  $D_1$  — Д813, резистор  $R_1 = 750 \text{ Ом}$ , конденсатор  $C_0 = 500 \text{ мкФ}$ ,  $C_ф = 500 \text{ мкФ}$ .

**Стабилизатор с составным транзистором** (рис. 80) отличается от рассмотренного выше тем, что при изменениях выходного напряжения изменяется смещение базы транзистора  $T_2$ , который управляет смещением базы транзистора  $T_1$ , непосредственно воздействующего на выходное напряжение.

В этой схеме при отключении нагрузки ( $I_{\text{вых}} = 0$ ) ток базы транзистора  $T_1$  становится равным нулю и может даже переменить направление (за счет обратного тока коллектора), что вызывает запаривание транзистора  $T_2$ . Резистор  $R_2$  устраняет это явление, пропуская через себя обратный ток коллектора.

**Расчет стабилизаторов.** Должны быть заданы номинальное выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ ; значения выходного тока  $I_{\text{вых. мин}}$  и  $I_{\text{вых. макс}}$ ; наибольшие ожидаемые отклонения  $\delta_n$  и  $\delta_v$  напряжения на входе от его номинального значения  $U_{\text{вх}}$ ; при питании от электросети коэффициент пульсации напряжения  $v_0$ , получаемого от выпрямителя (обычно задаются значением  $v_0 = 0,01 \div 0,03$ ).

Для расчета стабилизатора применяют формулы, приведенные в табл. 21. При этом величины, получаемые по формулам (2) — (4), служат основанием для выбора типов транзисторов.

Выполненный по схеме на рис. 80 стабилизатор на выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 25$  В обладает следующими параметрами [Л. 22]:

Таблица 21

**Расчет транзисторного параметрического стабилизатора напряжения**

Параметр	Расчетное соотношение	Номер формулы	Для схем по рис.
$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$\frac{U_{\text{вых}} + (2 \div 3) I_{\text{к.э.н.}}(T_1)}{1 - \delta_n}$	(1)	79, 80
$U_{\text{к.э}}(T_1),$ $U_{\text{к.э}}(T_2), \text{В}$	$U_{\text{вх}}(1 + \delta_v) - U_{\text{вых}}$	(2)	79, 80
$P_{\text{к}}(T_1), \text{Вт}$	$U_{\text{к.э}}(T_1) I_{\text{вых. макс}}$	(3)	79, 80
$P_{\text{к}}(T_2), \text{Вт}$	$U_{\text{к.э}}(T_2) \left( \frac{I_{\text{вых}}}{h_{21\text{Э}}(T_1)} - I_{R_2} \right)$	(4)	80
$I_{R_2}, \text{А}$	$(0,2 \div 0,5) I_{\text{вых. макс}} / h_{21\text{Э}}(T_1)$	(5)	80
$R_2, \text{Ом}$	$U_{\text{вых}} / I_{R_2}$	(6)	80
$I_{\text{вх. макс}}, \text{А}$	$I_{\text{вых. макс}} + I_{\text{ст. макс}} + I_{R_2}$	(7)	79, 80
$k_{\text{ст}}$	$\frac{R_d U_{\text{вых}}}{r_d m U_{\text{вх}}}$	(8)	79, 80
$z_{\text{вых}}, \text{Ом}$	$\frac{R_1}{R_1 h_{22\text{Э}} + 1}$	(9) *	79, 80

\* Выходная проводимость  $h_{22\text{Э}}$  подставляется в сименсах для рабочего значения коллекторного тока через транзистор. Выходная проводимость составного транзистора определяется по формуле на стр. 15.

при  $\delta_n = 0,2$ ,  $\delta_v = 0,1$  и  $I_{\text{вых}} = 0,2 \div 2$  А коэффициент стабилизации  $k_{\text{ст}} \approx 15$ ,  $z_{\text{вых}} \approx 0,3$  Ом. В схеме применены следующие элементы: транзисторы  $T_1$  — П4БЭ,  $T_2$  — П202Э, диод  $D_1$  — два последовательно соединенных стабилитрона Д813, резисторы  $R_1 = 910$  Ом,  $R_2 = 5,1$  кОм, конденсатор  $C_0 = 1\,600$  мкФ.

#### 6-4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Компенсационные стабилизаторы напряжения обладают следующими достоинствами по сравнению с параметрическими: их выходные сопротивления меньше; имеется возможность точной установки выходного напряжения и изменения его в некоторых пределах.

Основными составными частями компенсационного стабилизатора являются датчик стабилизированного напряжения с кремниевым стабилитроном (обычно малой мощности); регулирующий элемент на транзисторе и транзисторный усилитель обратной связи. Как и в параметрических транзисторных стабилизаторах, применяю

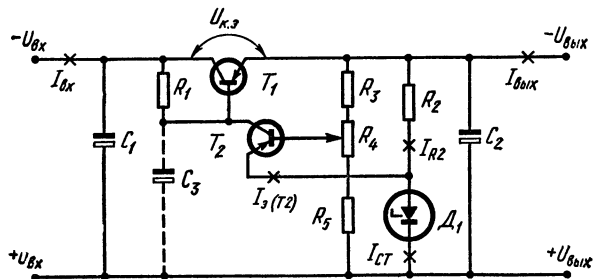


Рис. 81.

последовательное включение регулирующего элемента и нагрузки (рис. 81 и 82). При больших выходных токах для получения удовлетворительных значений коэффициента стабилизации в регулирующем элементе применяют составной транзистор  $T_1 T_2$  (рис. 82).

Величина выходного напряжения компенсационного стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  определяется величиной напряжения  $U_{\text{ст}}$  стабилитрона и параметрами делителя напряжения  $R_3 R_4 R_5$ , с которого часть выходного напряжения подается на базу транзистора  $T_3$ . В необходимых случаях включают последовательно  $m$  стабилитронов ( $m = 2, 3 \dots$ ). Потенциометром  $R_4$  точно устанавливают необходимую величину выходного напряжения (всегда  $U_{\text{вых}} > m U_{\text{ст}}$ ).

**Принцип действия.** Выходное напряжение стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  поступает на одну из диагоналей моста, в одно плечо которого включен стабилитрон  $D_1$ , во второе — резистор  $R_2$ , а третье и четвертое плечи образованы резисторами  $R_3 - R_5$ . Так как напряжение на диоде  $D_1$  стабильно, то при изменении выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  изменяется напряжение в другой диагонали моста, в которую включен эмиттерный переход транзистора  $T_2$ . Если по какой-

либо причине напряжение  $U_{\text{вых}}$  увеличится, то ток базы транзистора  $T_2$ , а вместе с тем и ток его коллектора также увеличатся. Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_1$  и к уменьшению токов баз транзисторов  $T_2$  и  $T_1$ . Последнее приводит

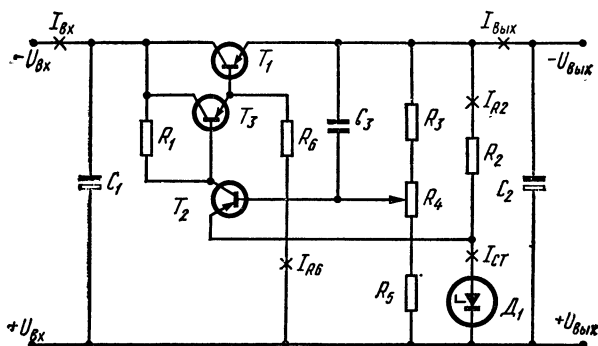


Рис. 82.

к увеличению сопротивления между эмиттером и коллектором транзистора  $T_1$ , т. е. к увеличению напряжения между его коллектором и эмиттером  $U_{к.э.}$ . В результате описанного процесса увеличение выходного напряжения при увеличении входного или при снижении выходного тока в значительной мере компенсируется.

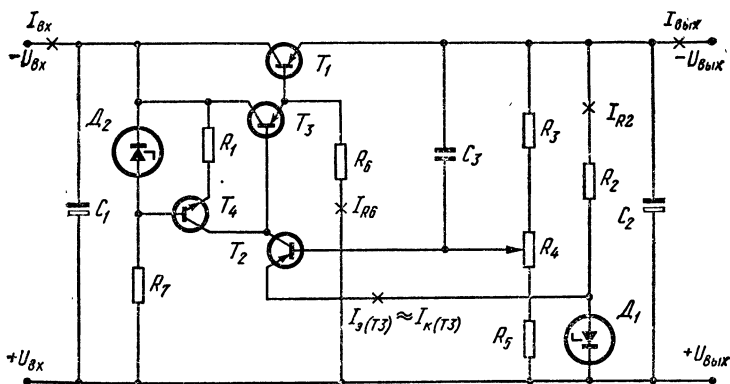


Рис. 83.

Схема с улучшенным коэффициентом стабилизации. Для увеличения коэффициента стабилизации напряжения цепь коллектора транзистора  $T_2$  и цепь базы транзистора  $T_3$  питают через дополнительный стабилизатор (рис. 83), состоящий из транзистора  $T_4$ , стабилитрона или стабилитрона  $D_2$ , резистора  $R_7$ .



Таблица 22

## Расчет транзисторного компенсационного стабилизатора напряжения

Параметр	Расчетное соотношение	Номер фор- мулы	Для схемы по рис.
$I_{R6}$	$\frac{(0,2 \div 0,5) I_{\text{ВЫХ. МАКС}}}{h_{21Э} (T_1)}$	(1)	82, 83
$R_6$	$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{R6}}$	(2)	82, 83
$I_K (T_3)$	$\frac{I_{\text{ВЫХ. МАКС}}}{h_{21Э} (T_1)} - I_{R6}$	(3)	82, 83
$P_K (T_3)$	$U_{KЭ} (T_3) I_K (T_3)$	(4)	82, 83
$I_K (T_2)$ не менее	$\frac{(3 \div 5) I_{\text{ВЫХ. МАКС}}}{h_{21Э} (T_1)}$	(5)	81
$I_K (T_2)$ не менее	$\frac{(3 \div 5) I_{\text{ВЫХ. МАКС}}}{h_{21Э} (T_1) h_{21Э} (T_2)}$	(6)	82, 83
$U_{KЭ} (T_2)$	$U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СТ}}$	(7)	81, 82, 83
$P_K (T_2)$	$U_{KЭ} (T_2) I_K (T_2)$	(8)	81, 82, 83
$R_1$	$\frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{I_K (T_2)}$	(9)	81, 82
$R_2$	$\frac{(1,2 \div 1,4) (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СТ}})}{I_{\text{СТ. МАКС}}}$	(10)	81, 82, 83
$R_3$	$(1 - 1,2n) h_{21Э} (T_2) r_d$	(11)	81, 82, 83
$R_4$	$0,4n h_{21Э} (T_2) r_d$	(12)	81, 82, 83
$R_5$	$2R_4$	(13)	81, 82, 83
$z_{\text{ВЫХ}}$	$\frac{h_{116} (T_2) + r_d}{nh_{21Э} (T_1)} +$ $+\frac{(R_3 + R_4 + R_5)(1 - n)}{h_{21Э} (T_1) h_{21Э} (T_2)}$	(14)	81
$z_{\text{ВЫХ}}$	$\frac{h_{116} (T_2) + r_d}{nh_{21Э} (T_1) h_{21Э} (T_3)} +$ $+\frac{(R_3 + R_4 + R_5)(1 - n)}{h_{21Э} (T_1) h_{21Э} (T_2) h_{21Э} (T_3)}$	(15)	82
$k_{\text{СТ}}$	$\frac{nR_1 U_{\text{ВЫХ}}}{z_{\text{ВЫХ}} h_{21Э} (T_1) h_{21Э} (T_2) U_{\text{ВХ}}}$	(16)	81

Параметр	Расчетное соотношение	Номер формулы	Для схемы по рис.
$k_{ст}$	$\frac{nR_1 U_{вых}}{z_{вых} h_{21Э(T1)} h_{21Э(T2)} h_{21Э(T3)} U_{вх}}$	(17)	82
$I_{вх. макс}$	$I_{вых. макс} + \frac{U_{вых}}{R_3 + R_4 + R_5} - \frac{U_{вых}}{R_2}$	(18)	82, 83

**Расчет компенсационного стабилизатора.** Для расчета компенсационного стабилизатора напряжения задаются теми же величинами, что и для расчета параметрического транзисторного стабилизатора, и по формулам (1) — (3) из табл. 21 определяют входное напряжение  $U_{вх}$ , максимальное падение напряжения  $U_{к.э}(T_1)$  на транзисторе  $T_1$  и рассеиваемую на нем мощность  $P_k(T_1)$ . Дальнейший расчет компенсационного стабилизатора выполняют по формулам из табл. 22, где  $n = U_{ст}/U_{вых}$ .

#### 6-5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Транзисторный сглаживающий фильтр отличается от параметрического транзисторного стабилизатора напряжения тем, что цепочка стабилитрон — резистор  $R_1$  (рис. 79) заменена одним или двумя звеньями RC-фильтра нижних частот.

Основное преимущество транзисторного сглаживающего фильтра (рис. 84) перед LC-фильтром состоит в том, что размеры и масса транзистора значительно меньше размеров и массы дросселя, а выпрямитель с транзисторным фильтром имеет существенно больший к. п. д. (при таком же сглаживании пульсаций), так как на транзисторе  $T_1$  теряется меньшая часть мощности выпрямленного тока. Кроме того, транзисторный сглаживающий фильтр имеет, как правило, меньшее выходное сопротивление  $z_{вых}$  по сравнению с LC- и RC-фильтрами. Последнее свойство транзисторного фильтра весьма важно при питании многокаскадных схем, так как с уменьшением  $z_{вых}$  фильтра уменьшаются паразитные связи между каскадами через источник питания, снижается вероятность самовозбуждения усилительного тракта, улучшаются частотные и фазовые характеристики питаемого усилителя НЧ.

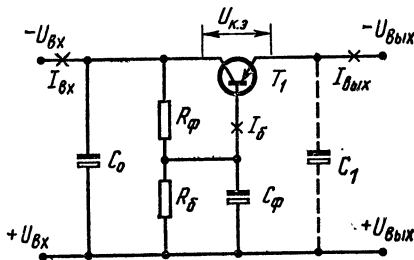


Рис. 84.

**Принцип действия фильтра на транзисторе.** Через оба перехода транзистора  $T_1$  проходит полный ток нагрузки выпрямителя  $I_{\text{вых}}$ . Транзистор сглаживает пульсации проходящего через него тока потому, что проводимость его коллекторного перехода для переменной составляющей выпрямленного тока во много раз больше проводимости для постоянной составляющей. Это различие определяется тем, что при напряжении коллектор — эмиттер выше напряжения насыщения токи коллектора и эмиттера мало зависят от напряжения коллектор — эмиттер и в основном определяются током базы.

Для постоянной составляющей тока эмиттера проводимость транзистора в каждой данной рабочей точке равна  $I_{\text{б}}/U_{\text{к.э}}$ , в то время как его проводимость для переменной составляющей определяется как отношение приращений этого тока и напряжения, т. е.  $h_{22\text{э}} = \Delta I_{\text{э}}/\Delta U_{\text{к.э}}$ , где  $\Delta I_{\text{э}} = \Delta I_{\text{вых}}$ .

Нормальная работа транзистора  $T_1$  (без захода в область насыщения) обеспечивается при условии, что амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения на входном конденсаторе  $C_0$  меньше падения напряжения между коллектором и эмиттером транзистора  $T_1$  ( $U_{\text{к.э}}(T_1)$ ). Выбирая большее значение  $U_{\text{к.э}}(T_1)$ , можно получить требуемое сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения при меньших емкостях конденсаторов в  $RC$ -звеньях, однако увеличение  $U_{\text{к.э}}(T_1)$  ведет к снижению к. п. д. выпрямителя с транзисторным фильтром.

**Расчет фильтра.** Для расчета звена фильтра с транзистором задаются выходным током  $I_{\text{вых}}$ , входным  $U_{\text{вх}}$  и выходным  $U_{\text{вых}}$  напряжениями и величиной коэффициента сглаживания  $s$ . При исполь-

Таблица 23

Расчет транзисторного фильтра

Параметр	Расчетное соотношение	Номер формулы
$u_{\text{вх}}$ не более, В	$\frac{(0,6 \div 0,8) U_{\text{к.э.н}}}{U_{\text{вх}}}$	(1)
$I_{\text{к.макс}}$ не менее, А	$(2 \div 3) I_{\text{вых}}$	(2)
$P_{\text{к}}$ , Вт	$U_{\text{к.э}} I_{\text{вых}}$	(3)
$I_{\text{б}}$ , А	$I_{\text{вых}}/h_{21\text{э}}$	(4)
$R_{\text{б}}$ , Ом	$(0,2 \div 0,3) U_{\text{вых}}/I_{\text{б}}$	(5) *
$R_{\text{ф}}$ , Ом	$\frac{U_{\text{к.э}}}{I_{\text{б}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R}}$	(6) *
$R_{\text{ф}}$ не менее, мкФ	$\frac{2 \cdot 10^5 s (R_{\text{ф}} h_{22\text{э}} + 1)}{f_{\text{пульс}} R_{\text{ф}}}$	(7) **

\*Если ток базы  $I_{\text{б}}$  выразить в миллиамперах, то сопротивления резисторов  $R_{\text{б}}$  и  $R_{\text{ф}}$  получатся в килоомах.

\*\* Величина выходной проводимости  $h_{22\text{э}}$  подставляется в сименсах для рабочего значения тока  $I_{\text{вых}} = I_{\text{к}}$ .

зовании транзистора большой мощности принимают  $U_{к.э} = U_{вх} - U_{вых} = 3 - 4$  В для значений  $U_{вых} = 30 - 40$  В и  $U_{к.э} = U_{вх} - U_{вых}$  до 10 В при  $U_{вых} = 100 - 200$  В. Увеличение  $U_{к.э}$  при всех прочих равных условиях ведет к увеличению коэффициента сглаживания, но снижает к. п. д. фильтра. При выбранном значении  $U_{к.э}$  величина коэффициента пульсации напряжения на входе фильтра  $u_{вх}$  не должна превышать значения, определяемого выражением (1) из табл. 23. Для применения в фильтре пригодны транзисторы, удовлетворяющие соотношениям (2) и (3).

Расчет остальных компонентов фильтра осуществляется в следующем порядке.

1. Вычисляем величину тока базы транзистора по формуле (4), подставляя в нее минимальное значение статического коэффициента передачи тока  $h_{21э}$  транзистора.

2. Определяем сопротивления резисторов  $R_6$  и  $R_ф$  по формулам (5) и (6) и принимаем ближайшие стандартные номинальные значения.

3. Подставляя в формулу (7) требуемое значение коэффициента сглаживания  $s$  и частоту пульсации  $f_{пульс.}$ , находим минимально необходимую емкость конденсатора  $C_ф$ . В этой формуле  $h_{22э}$  — динамическая выходная проводимость транзистора в сименсах при данном значении тока эмиттера  $I_э \approx I_к \approx I_{вых}$ . Номинальное напряжение конденсатора  $C_1$  должно быть не менее  $1,2 U_{вых}$ .

## РАЗДЕЛ СЕДЬМОЙ

### Статические преобразователи напряжения

Статическими преобразователями называют устройства, осуществляющие преобразование постоянного напряжения одной величины в переменное или постоянное напряжение другой величины без использования каких-либо подвижных частей (вращающихся или колеблющихся якорей и т. п.). В настоящее время статические преобразователи выполняют на транзисторах или тиристорах. Ниже даются сведения по более доступным радиолюбителям транзисторным преобразователям. С их помощью от батарей или иных источников постоянного тока низкого напряжения (4—30 В) получают переменные несинусоидальные напряжения, в результате выпрямления которых имеют более высокие постоянные напряжения. Последние используют, например, для питания цепей анодов и экранирующих сеток электронных ламп автомобильной или иной подвижной радиоэлектронной аппаратуры.

В простейшем преобразователе переменное несинусоидальное напряжение вырабатывает релаксационный автогенератор на транзисторе (транзисторах) с трансформаторной обратной связью, выпрямление осуществляется полупроводниковым диодом (диодами), а сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения обычным сглаживающим фильтром.

Транзисторы работают в режиме переключения; из состояния «заперт» в состояние «отперт» и обратно они переходят автомати-

чески с частотой в несколько сотен или тысяч герц от действия импульсов, поступающих в периодической последовательности в цепи баз с обмотки обратной связи трансформатора автогенератора.

Коэффициент полезного действия транзисторного преобразователя при напряжении батареи 4—10 В около 0,6—0,7, а при напряжении 12—30 В достигает величины 0,75—0,9.

Преобразователи с одноктактными автогенераторами (рис. 85) применяют, когда нужно иметь повышенное напряжение постоянного тока мощностью до 1—2 Вт.

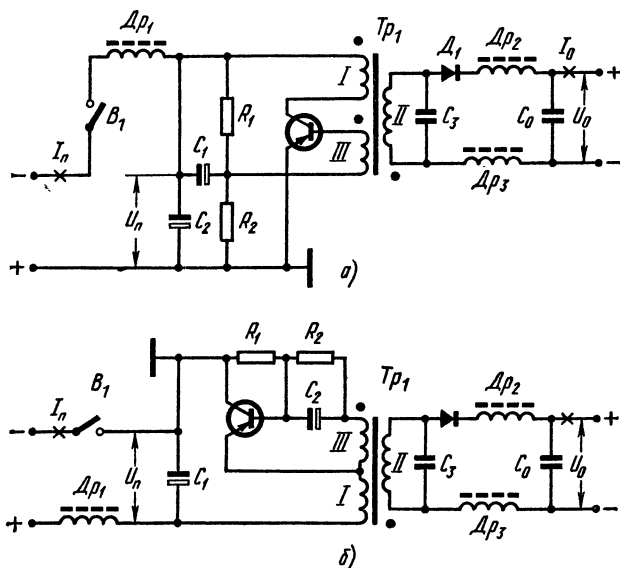


Рис. 85.

При переходе транзистора из состояния «заперт» в состояние «отперт» ток коллектора в обмотке *I* трансформатора увеличивается, индуцируя э. д. с. в обмотке *II*, а при обратном переходе транзистора в состояние «заперт», когда ток в цепи коллектора прекращается, в обмотке индуцируется э. д. с. противоположного направления. В зависимости от полярности включения выпрямительного диода *D*<sub>1</sub> ток в обмотке *II* будет протекать и конденсатор *C*<sub>0</sub> заряжаться, когда транзистор отперт либо когда он заперт. Первый режим выгоднее, так как при таком же напряжении батареи с тем же транзистором можно получить примерно вдвое большую мощность выпрямленного тока. Конденсатор *C*<sub>3</sub> ограничивает импульсы напряжения на обмотке *II*, возникающие при переходе транзистора в состояние «заперт».

С делителя напряжения *R*<sub>1</sub>*R*<sub>2</sub> через обмотку обратной связи *III* на базу транзистора подается начальное отрицательное смещение,

облегчающее самовозбуждение автогенератора при включении на него питания.

Коэффициент полезного действия автогенераторов по схемам на рис. 85, а, б достигает наибольшего значения, если время нахождения транзистора в состоянии «отперт» составляет 0,6 общей длительности периода колебания.

**Преобразователи с двухтактными автогенераторами** (рис. 86, а, б) применяют при мощностях порядка десятков и сотен ватт. В них используют транзисторы большой мощности (П4БЭ, П4ВЭ, П209—П210, П213—П217 и т. п.). Когда транзистор одного плеча переходит в состояние «отперт», в другом плече транзистор переключается в обратном направлении. Так как токи коллекторов транзисторов проходят по половинкам обмотки *I* в противоположных направлениях, вследствие обоих этих процессов в обмотке *II* индуцируется э. д. с. одного направления, т. е. трансформатор как бы суммирует эти процессы. Во время обоих полупериодов напряжение на обмотке *II* имеет одинаковую величину. Оно преобразуется в пульсирующее напряжение диодами, включенными по мостовой схеме Греча. Выпрямитель можно собрать и по схеме с удвоением напряжения (рис. 86, в).

Для увеличения отдаваемой мощности в каждое плечо автогенератора включают параллельно по два транзистора или большее их число.

**Сравнение преобразователей по разным схемам.** Трансформатор преобразователя с двухтактным автогенератором имеет меньший размер, однако при входном напряжении ниже 5 В и мощности менее 10 Вт транзисторы используются в нем менее эффективно, чем при однотактной, и последняя как содержащая только один транзистор предпочтительнее [Л. 24]. При напряжениях  $U_{\text{вых}}$  порядка тысяч вольт и малых токах однотактные автогенераторы также более целесообразны.

При напряжении батареи до 12—15 В как однотактные, так и двухтактные автогенераторы целесообразно выполнять по схеме ОК (рис. 85, б и 86, б). Преобразователь с двухтактным автогенератором по схеме на рис. 86, б более удобен, так как коллекторы транзисторов гальванически соединены между собой и их можно монтировать на общем радиаторе (шасси), не изолируя друг от друга и от радиатора. При большем напряжении батареи имеет преимущество двухтактная схема ОЭ (рис. 86, а).

**Устранение помех.** Вследствие несинусоидальности напряжений и токов в цепях преобразователей они создают помехи радиоприему в широком спектре частот (до 30 МГц). Помехи эти устраняют экранированием преобразователей и последовательным включением в их входные и выходные цепи высокочастотных дросселей *Dr* с индуктивностью по 40—60 мкГ.

**Конструкция сердечника трансформатора.** Используя в трансформаторе сердечник из электротехнической стали, можно иметь частоту переключения 1 кГц.

Применяя ферритовый сердечник, частоту переключений можно повысить до 2—3 кГц и тем самым уменьшить размеры трансформатора и емкости конденсаторов в сглаживающем фильтре выпрямителя. При еще более высоких частотах переключения к. п. д. преобразователя заметно снижается вследствие роста потерь, вызываемых инерционностью процессов в транзисторах. Поэтому примене-

ние частоты переключения свыше 3 кГц нецелесообразно. Наиболее распространены сердечники из марганцово-цинковых ферритов с высокой магнитной проницаемостью, например, марок 2000НМ, 3000НМ и др. Для них принимают  $B_m = 0,2-0,3$  Т. Магнитная

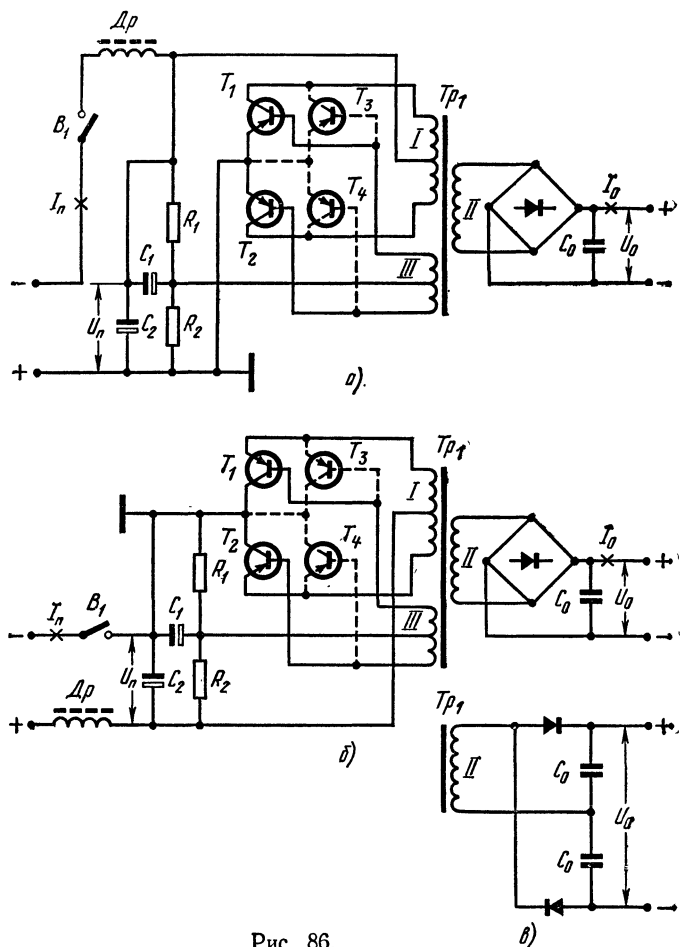


Рис. 86.

индукция сердечника и частота являются взаимосвязанными величинами, и их значения в изготовленном преобразователе напряжения устанавливаются автоматически, причем они могут отличаться от заданных.

**Обмотки трансформатора.** Первой наматывают обмотку  $I$ , поверх нее обмотку  $III$  и, наконец, обмотку  $II$ . В преобразователях с двух-

тактными автогенераторами для уменьшения рассеяния магнитного потока половины обмотки  $I$  наматывают одновременно (проводом, сложенным вдвое). Средняя точка обмотки  $I$  образуется соединением начала одного провода с концом другого. Подобным же образом наматывают и обмотку  $III$ .

**Расчет преобразователя.** Исходные данные для расчета: постоянная составляющая выходного тока  $I_0$ ; постоянная составляющая напряжения  $U_0$  на входном конденсаторе  $C_0$  сглаживающего фильтра (выбирается с учетом падения напряжения на дросселе и резисторах сглаживающего фильтра); допустимый коэффициент пульсации  $u_0$  на конденсаторе  $C_0$  (с учетом сглаживающего действия фильтра); входное напряжение  $U_{вх}$ . Кроме того, ориентировочно выбирается частота переключения автогенератора.

При расчете преобразователя следует иметь в виду нижеследующее.

1. Поскольку форма переменных напряжений на обмотках трансформатора схемы с двухтактным генератором приближается к прямоугольной (меандр), действующие значения напряжений этих обмоток можно считать равными амплитудным значениям.

2. Если обмотка  $II$  двухтактного автогенератора нагружена на выпрямитель по мостовой схеме или по схеме с удвоением напряжения, действующее значение тока этой обмотки равно амплитудному значению тока.

3. Так как прямое сопротивление полупроводниковых вентиляей невелико и падением напряжения на них можно пренебречь, напряжение на входном конденсаторе фильтра приблизительно равно  $U_{II}$ ; при этом ток нагрузки преобразователя  $I_0 \approx I_{II}$ .

Расчет преобразователя выполняют в следующем порядке по формулам из табл. 24.

1. По заданным значениям  $P_{вых} = U_0 I_0$  и  $U_{вх}$  выбираем транзистор, удовлетворяющий условиям (1) и (3).

2. Приняв минимальное значение статического коэффициента передачи тока при большом сигнале  $h_{21Э}$  выбранного типа транзистора, с помощью формулы (5) проверяем соответствие транзистора по допустимой величине тока базы.

3. Если для транзисторов намеченного к применению типа крутизна переходной характеристики  $S_{ст}$  неизвестна, то требуемую для подстановки в формулу (7а) или (7б) величину  $U_{б.э}$  находят по характеристикам транзистора.

4. Определяем требуемое сечение сердечника трансформатора по формуле (8) и числа витков его обмоток по формулам (9) — (11). При расчете двухтактного генератора формулы (9) и (11) дают числа витков половин обмоток. Если в преобразователе с двухтактным генератором будет применен выпрямитель с удвоением напряжения, то полученное по формуле (10) число витков должно быть уменьшено вдвое.

5. Диаметры проводов обмоток трансформатора находят, исходя из значений токов, вычисленных по формулам (12) — (14).

6. Минимальное значение емкости конденсатора  $C_0$  определяем по формуле (17), принимая для электролитического конденсатора в схеме с одноктактным автогенератором  $v \leq 2,5/f$ , а для бумажного или металлобумажного конденсатора  $v \leq 0,05$  при  $f \leq 1\,000$  Гц и



Таблица 24

## Расчет транзисторных статических преобразователей напряжения

Параметр	Расчетные соотношения		Номер формулы
	Однотактный генератор, однофазный выпрямитель	Двухтактный генератор, выпрямитель по мостовой схеме Греча	
$U_{к.б. макс}$ не менее, В	$2,5U_{вх}$		(1)
$I_{км}$ , А	$\frac{2,5P_{вых}}{U_{вх} - U_{к.э.н}}$	$\frac{P_{вых}}{U_{вх} - U_{к.э.н}}$	(2)
$I_{к. макс}$ не менее, А	$1,2I_{км}$		(3)
$I_{бт}$ , А	$1,5I_{км}/h_{21э}$		(4)
$I_{б. макс}$ не менее, А	$1,2I_{бт}$		(5)
$U_{б.э.т}$ , В	$I_{км}/S_{ст}$		(6)
$U_{III м}$ (о. э), В	$(2 \div 4) U_{б.э.т}$		(7а)
$U_{III м}$ (о. к), В	$(2 \div 4) U_{б.э.т} + U_{вх}$		(7б)
$S_c$ не менее, см <sup>2</sup>	$15 \sqrt{\frac{P_{вых}}{fB_m}}$	$10 \sqrt{\frac{P_{вых}}{fB_m}}$	(8)
$w_I$ , ВИТКОВ	$\frac{3\,000 (U_{вх} - U_{к.э.н})}{fB_m S_c}$	$\frac{2\,500 (U_{вх} - U_{к.э.н})}{fB_m S_c}$	(9)
$w_{II}$ , ВИТКОВ	$\frac{1,15w_I U_0}{U_{вх} - U_{к.э.н}}$	$\frac{1,15w_I U_0}{U_{вх} - U_{к.э.н}}$	(10)
$w_{III}$ , ВИТКОВ	$\frac{w_I U_{III м}}{U_{вх} - U_{к.э.н}}$		(11)
$I_{вх} \approx I_I$ , А	$0,6I_{км}$	$0,7I_{км}$	(12)
$I_{II}$ , А	$I_0$	$I_0$	(13)
$I_{III}$ , А	$0,6I_{бт}$	$0,7I_{бт}$	(14)
$R_I$ , Ом	$\frac{(3 \div 5) U_{б.э.т}}{I_{бт}}$		(15)

Параметр	Расчетные соотношения		Номер формулы
	Однотактный генератор, однофазный выпрямитель	Двухтактный генератор, выпрямитель по мостовой схеме Греча	
$R_2$ , Ом	$\left( \frac{U_{вх}}{U_{б.э.м}} - 1 \right) R_1$		(16)
$C_0$ не менее, мкФ	$\frac{2 \cdot 10^6 I_0}{f v U_0}$	$\frac{2 \cdot 10^4 I_0}{f v U_0}$	(17)
$C_3$ , пФ	$\frac{53 \cdot 10^9 I_{км} \omega_1^3}{U_{вх} - U_{к.э.н} \omega_1^3}$	—	(18)
$C_1, C_2$ не менее, мкФ	$\frac{I_{вх} \cdot 10^6}{U_{вх} f}$		(19)

Примечания: 1. Формулы (9) и (11) дают числа витков для каждой половины обмотки двухтактной схемы.

2. При использовании схемы выпрямителя с удвоением напряжения полученное по формуле (10) количество витков следует уменьшить в 2 раза.

3. Для сердечников из марганцово-цинковых ферритов с высокой начальной магнитной проницаемостью максимальная амплитуда магнитной индукции  $B_m = 0,6 - 0,8$  Т и для витых сердечников из текстурованной электротехнической стали  $B_m = 0,0 - 1$  Т.

$v \leq 0,02$  при  $f > 1000$  Гц. Для преобразователя с двухтактным автогенератором величина  $v$  уменьшается вдвое.

Так как частота колебаний автогенератора может отличаться от выбранной, рекомендуется ее измерить на изготовленном преобразователе и при расчете емкости конденсатора  $C_0$  принимать фактическое значение полученной частоты. Дальнейшее снижение пульсаций выпрямленного напряжения осуществляется, как обычно, сглаживающим RC- или LC-фильтром (на рис. 85 и 86 не показан).

## РАЗДЕЛ ВОСЬМОЙ

### Интегральные микросхемы

#### 8-1. ВИДЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ МИКРОСХЕМ

Интегральными микросхемами (ИС) называют конструктивно законченные миниатюрные изделия, представляющие собой функциональные узлы радиоэлектронных устройств (либо являющиеся базовыми частями таких узлов), содержащие не менее пяти элементов (транзисторы, полупроводниковые диоды, резисторы, конденсаторы) в  $1 \text{ см}^2$  объема (латинское слово *integer* — интегер — в переводе на русский язык означает «целый»). При этом ИС, содержащие до 10 элементов каждая, называют интегральными

микросхемами первой степени интеграции (сокращенное обозначение ИС1), ИС, содержащие от 10 до 100 элементов; — интегральными микросхемами второй степени интеграции (ИС2), и ИС, содержащие от 100 до 1 000 элементов — интегральными микросхемами третьей степени интеграции (ИС3). Последние называют также большими интегральными микросхемами.

По назначению ИС разделяются на линейно-импульсные (аналоговые) и логические (цифровые). Линейно-импульсные транзисторные ИС применяют при построении усилителей сигналов, генераторов колебаний различной частоты и формы, преобразователей частоты и тому подобных устройств. Логические ИС используют преимущественно в электронно-вычислительных машинах, в устройствах обработки информации и в системах автоматики.

По основным конструктивным особенностям и технологии производства ИС разделяются на полупроводниковые и гибридные.

**Полупроводниковые интегральные микросхемы** изготавливают на базе кристаллов полупроводника, чаще всего кремния. Транзисторы, полупроводниковые диоды, резисторы и конденсаторы в таких ИС представляют собой различные участки кристалла. Получают эти компоненты путем диффузии примесей в полупроводник, осаждением металлических пленок, окислением и другими методами обработки поверхности полупроводника. Отдельные элементы полупроводниковой ИС не всегда можно разграничить и разделить; только кристалл в целом является «деталью», выполняющей заданные функции.

**Гибридные интегральные микросхемы.** В таких изделиях соединительные проводники, обкладки конденсаторов относительно небольшой емкости (до нескольких сотен пикофарад) и резисторы образованы пленками, которые получены путем напыления в вакууме, химического осаждения или вжигания при высокой температуре металлов или сплавов на поверхность подложки из изоляционного материала (платы), а полупроводниковые приборы и конденсаторы относительно большой емкости являются дискретными («навесными») элементами, монтируемыми на подложке. Микросхемы такой конструкции получили название гибридных в связи с использованием в них элементов, изготовляемых по различной технологии (латинское слово *gibrida* — гибрида — в переводе на русский язык означает «помесь»).

Интегральные микросхемы, пленки которых имеют толщину менее 1 мкм, называют тонкопленочными, а при пленках большей толщины — толстопленочными.

В гибридных ИС для бытовой радиоэлектронной аппаратуры применены микротранзисторы структуры *n-p-n* со следующими параметрами:  $U_{к.в. макс} = 10$  В,  $I_{к. макс} = 20$  мА,  $f_t \geq 300$  МГц,  $C_k \leq 5$  пф,  $F \leq 6$  дБ (при  $f = 5$  МГц). По значению статического коэффициента передачи тока эти транзисторы разделяются на три группы с  $h_{21э} = 30-90, 50-180$  и  $70-280$ .

В качестве диодов обычно используют коллекторные переходы транзисторов; эмиттерные переходы при этом замкнуты накоротко. Если в ИС нужно иметь два диода, базы которых электрически соединены вместе, вместо диодов используют коллекторный и эмиттерный переходы одного транзистора.

Интегральные микросхемы заключают в оболочки из пластмассы, в металлополимерные или металлоглазанные корпуса

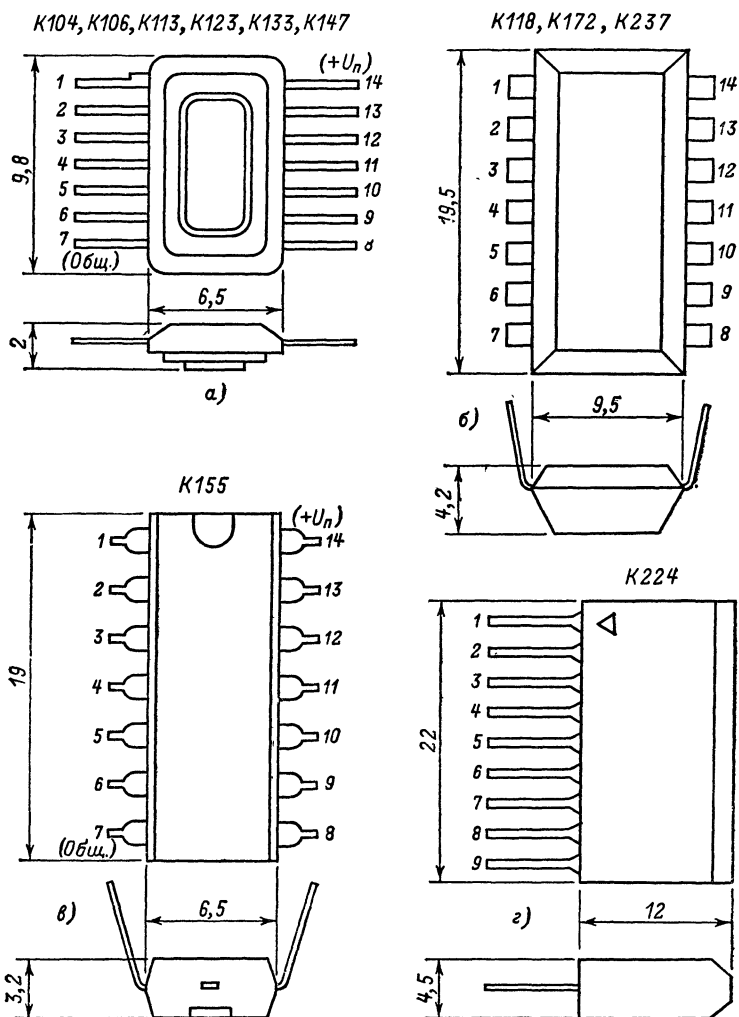


Рис. 87.

(рис. 87), некоторые из них выполнены по типу корпусов полупроводниковых приборов. Выводы ИС ленточные или штырьковые, серебрённые.

В радиовещательных приемниках, телевизорах и другой бытовой радиоэлектронной аппаратуре, а также в радиолюбительских конструкциях перспективны для применения в ближайшее время гибридные ИС в пластмассовых и металлополимерных оболочках.

Некоторые ИС способны функционировать лишь при условии подключения к ним внешних дискретных элементов:  $LC$ -контуров, развязывающих  $RC$ -фильтров, блокировочных конденсаторов, трансформаторов, дросселей, мощных полупроводниковых приборов и т. п.

## 8-2. ОБОЗНАЧЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Интегральные микросхемы делятся на серии. Обозначение серии содержит трехзначное число, первая цифра 1 которого указывает, что микросхемы этой серии — полупроводниковые, цифра 2 — гибридные. Другие две цифры обозначают порядковый номер серии. Буква К в начале обозначения означает «общее применение». Так, например, ИС серий К224 и К237, предназначенные для радиовещательных телевизионных приемников, магнитофонов, электрофонов и телевизоров, являются гибридными.

Обозначение микросхемы начинается с буквы К и цифры 1 или 2, которые имеют указанное выше значение. После цифры следуют буквы, характеризующие основную область применения микросхемы (см. табл. 25), и далее вторая и третья цифры из обозначения серии, в которую входит данная ИС. Последняя цифра в ее обозначении является порядковым номером микросхемы данного назначения в серии. Так, например, входящие в серию К224 микросхемы К2УС241—К2УС248 являются усилителями, К2ЖА241 содержит элементы преобразователя частоты ЧМ сигналов, К2ЖА243 — элементы преобразователя частоты АМ сигналов, К2ДС241 — детектора отношений и т. д.

На рис. 87, а показан общий вид полупроводниковых ИС серий К104, К106, К113, К123, К133, К147 (выполнены в металlostеклянных корпусах), на рис. 87, б — полупроводниковых ИС серий К118, К172 и гибридных ИС серии К237 (в пластмассовых оболочках), на рис. 87, в — полупроводниковых ИС серии К155 (в пластмассовых оболочках), на рис. 87, г — гибридных ИС серии 224 (в металлополимерных корпусах) [Л. 1], а в последующих параграфах этого раздела справочника даны краткие описания ИС из упомянутых серий и примеры составленных из них различных радиоэлектронных устройств и их трактов.

## 8-3. ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

### «И-НЕ» К1ЛБ331, К1ЛБ3311, К1ЛБ551, К1ЛБ5511

Логическая схема «И-НЕ» представляет собой электронное устройство с двумя входами и одним выходом, применяемое в электронно-вычислительных машинах, в устройствах обработки информации и в системах автоматики. В этих устройствах логические схемы работают в режиме переключения, причем их два край-

Таблица 25

## Обозначения функций интегральных микросхем

Обозначения	Вид микросхемы
ГС	Генератор синусоидальных колебаний, например тока
ГФ	Генератор несинусоидальных колебаний, например блокинг-генератор, мультивибратор
ДА	Амплитудный детектор
ДС	Частотный детектор
ЖА	Многофункциональные аналоговые схемы, например детектор АМ сигналов с детектором АРУ, смеситель с гетеродином
КД	Ключ диодный
КТ	Ключ транзисторный
ЛБ	Логическая схема «И-НЕ» (схема Шеффера)
ЛИ	Логическая схема «И» (схема совпадений)
ЛЛ	Логическая схема «ИЛИ» (собирательная схема)
ЛН	Логическая схема «НЕ» (схема отрицания)
МА	Модулятор амплитудный
МИ	Модулятор импульсный
МС	Модулятор частотный
НД	Диодная матрица (набор диодов)
НТ	Транзисторная матрица (набор транзисторов)
ПД	Преобразователь декодирующий
ПМ	Формирователь формы импульсных сигналов
ПП	Преобразователи различные, стабилизатор напряжения
ПС	Преобразователь частоты
СА	Схема сравнения токов
СВ	Пропускатель линейный
ТК	Триггер с комбинированным запуском
ТС	Триггер со счетным запуском
ТШ	Триггер Шмитта
УБ	Видеоусилитель
УИ	Усилитель импульсов
УС	Усилитель синусоидальных сигналов
УТ	Усилитель постоянного тока
УП	Усилитель дифференциальный, прочие усилители
УЭ	Эмиттерный повторитель

них состояния принято обозначать знаками «0» и «1». Состояние «0» характеризуется тем, что напряжение на выходе логической схемы мало, в идеальном случае равно нулю; для описываемых в этом параграфе практических ИС — не более 0,4 В. В состоянии «1» на выходе имеется напряжение значительно большей величины — для описываемых схем не менее 2,4 В.

В состоянии «0» логическая схема «И-НЕ» переходит при наличии достаточно большого напряжения как на первом, так и на втором входе. Поэтому в наименовании такой логической схемы и

имеется символ «И». Символ «НЕ» указывает на то, что при наличии напряжений на входах нет выходного напряжения и, соответственно, когда есть напряжение на выходе, нет напряжения на входе. Описываемые здесь логические микросхемы «И-НЕ» находятся в состоянии «0» при входном напряжении 2 В и более, а в состоянии «1» схема переходит при отключении напряжения хотя бы от

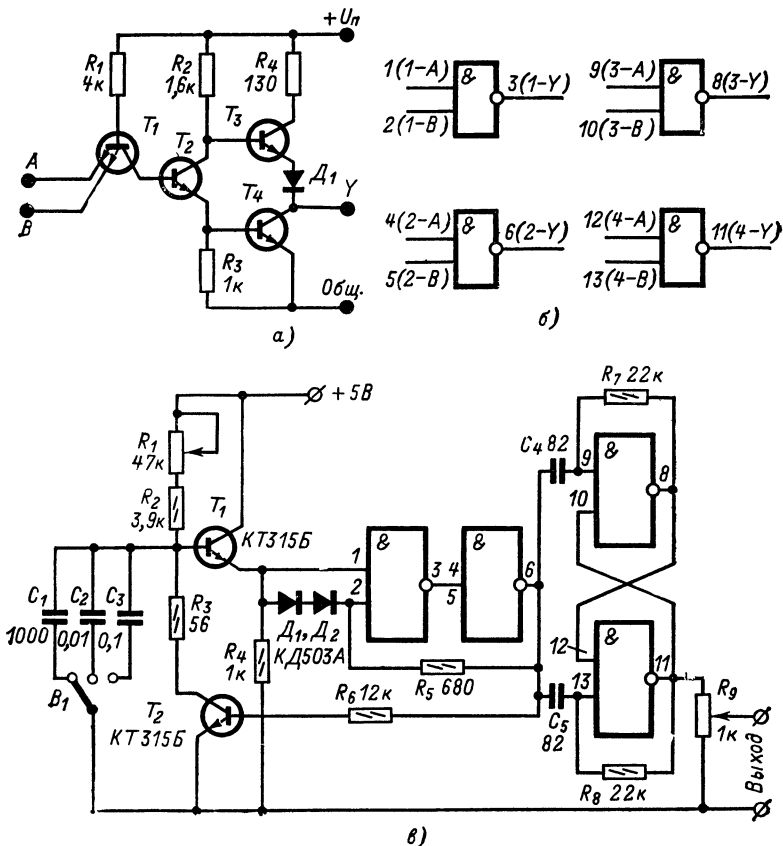


Рис. 88.

одного входа (практически достаточно снижение входного напряжения до величины 0,8 В). Время переключения около 20—25 нс.

Каждое из изделий К1ЛБ331, К1ЛБ3311, К1ЛБ551 и К1ЛБ5511 включает в себе четыре логические схемы «И-НЕ»; каждая из них содержит по четыре транзистора, причем транзистор  $T_1$  (рис. 88, а) имеет два эмиттера; на их выводы поступают входные сигналы. Транзистор  $T_2$  работает в промежуточном каскаде, выполненном по

схеме с разделенной нагрузкой, а транзисторы  $T_3$  и  $T_4$  — в выходном каскаде. Входы логической схемы обозначены на рис. 88, *а* буквами *A* и *B*, а выход буквой *Y*.

Как видно из рисунка, выходное напряжение рассматриваемой логической схемы равно напряжению между коллектором и эмиттером транзистора  $T_4$ . Когда схема находится в состоянии «1», транзистор  $T_4$  заперт, а транзистор  $T_3$  насыщен. При увеличении входных напряжений возрастает коллекторный ток транзистора  $T_1$ , который вместе с тем является током базы транзистора  $T_2$ . Это приводит к увеличению эмиттерного тока транзистора  $T_2$  и падению напряжения на резисторе  $R_3$ , т. е. величины напряжения на базе транзистора  $T_4$ . При входном напряжении величиной 2 В транзистор переходит в состояние насыщения, т. е. между его коллектором и эмиттером остается небольшое напряжение, что и соответствует состоянию схемы «0».

Номинальное напряжение питания рассматриваемых логических микросхем равно  $5 \text{ В} \pm 5\%$ . Каждый четырехтранзисторный логический элемент потребляет ток около 5 мА.

Условное графическое обозначение логических схем типа «И-НЕ» приведено на рис. 88, *б*. На этом же рисунке показан порядок соединения входов и выходов с внешними выводами изделия, причем буквы в скобках соответствуют имеющимся на рис. 88, *а* обозначениям с добавлением впереди порядкового номера логической схемы. Числа вне скобок являются порядковыми номерами выводов (см. рис. 87, *а* и *в*).

На электрических принципиальных схемах, где используют графические обозначения, показанные на рис. 88, *б*, подключение к логическим схемам питающих напряжений и общего провода обычно не показывают.

Логические схемы можно использовать не только по их прямому назначению, но и для построения генераторов и преобразователей электрических колебаний различной формы и частоты и других аналоговых устройств. В последних случаях при необходимости вводят в схемы внешние обратные связи, подают на эмиттеры транзистора  $T_1$  смещение с целью установки рабочей точки в промежуточное положение между состояниями «0» и «1», осуществляют другие дополнения.

В качестве примера на рис. 88, *в* приведена схема генератора прямоугольных импульсов, в котором используются ИС любого из упоминаемых в этом параграфе типов и два кремниевых транзистора. Генератор имеет три частотных диапазона: 160 Гц — 2,2 кГц, 1,7—22 кГц и 15—200 кГц. Изменение рабочего диапазона частот осуществляется переключателем  $B_1$ , а установка требуемой частоты в пределах диапазона производится переменным резистором  $R_1$ . С помощью потенциометра  $R_2$  можно изменять выходное напряжение в пределах от нуля до 3,6 В.

Две ИС, расположенные в середине рис. 88, *в*, образуют совместно с транзисторами  $T_1$  и  $T_2$  ждущий мультивибратор, а на двух расположенных справа ИС выполнен выходной триггер.

При подаче на генератор питания конденсатор  $C_1$  (или  $C_2$ ,  $C_3$ ) начинает заряжаться через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . В начале этого процесса ждущий мультивибратор находится в устойчивом состоянии, которое определяется тем, что напряжение на базе транзистора  $T_1$  и его эмиттерный ток, протекающий по резистору  $R_4$ , имеют малые



величины. Вследствие этого напряжение на входах ИС 1 и 2, равное падению напряжения на резисторе  $R_4$ , настолько мало, что на выходе ИС 3 получаем «1» и на выходе 6 (выход мультивибратора) — «0». Транзистор  $T_2$  при этом закрыт.

По мере заряда конденсатора  $C_1$  напряжение на нем увеличивается. Когда это напряжение становится достаточно большим (около 2 В), выход микросхемы 3 переходит в состояние «0», а выход 6 в состояние «1». При этом на базу транзистора  $T_2$  поступает импульс напряжения положительной полярности, транзистор  $T_2$  открывается, конденсатор  $C_1$  через него и резистор  $R_3$  быстро разряжается и мультивибратор возвращается в устойчивое состояние. Обратная связь между выходом 6 и входом 2 мультивибратора через резистор  $R_6$  ускоряет процесс переключения. После этого описанный процесс повторяется с частотой, величина которой определяется постоянной времени цепочки  $R_1 R_2 C_1$  ( $C_2$ ,  $C_3$ ).

Выходной триггер генератора формирует импульсы прямоугольной формы. Выход 8 одной из входящих в него ИС соединен со входом 12 другой ИС, а ее выход 11 — со входом 10 первой. Напряжения, подаваемые с выходов ИС триггера на входы 9 и 13 через резисторы  $R_7$  и  $R_8$ , недостаточны по величине для того, чтобы в триггере возникли автоколебания. Вместе с тем должно надежно обеспечиваться переключение триггера спадами импульсов, поступающих с выхода ждущего мультивибратора (выход 6) на входы 9 и 13 триггера через конденсаторы  $C_4$  и  $C_5$ , которые дифференцируют выходной импульс мультивибратора. Оба эти условия обеспечиваются, если сопротивления резисторов  $R_7$  и  $R_8$  имеют величину 12—47 кОм (оптимальные сопротивления подбирают опытным путем).

На выходе генератора получается последовательность импульсов хорошей прямоугольной формы со скважностью, равной 2.

#### 8-4. ДЕТЕКТОР ЧМ СИГНАЛОВ К2ДС241

Интегральную гибридную микросхему К2ДС241 (рис. 89, а) используют в качестве основы детектора отношений канала звукового сопровождения телевизора или радиовещательного приемника при приеме на УКВ. Для реализации такого детектора к микросхеме К2ДС241 должны быть добавлены контуры фазовращающего трансформатора, подстроечный резистор для симметрирования плеч детектора, переменный резистор для регулирования громкости и электролитические конденсаторы (рис. 89, б).

В качестве диодов детектора в ИС использованы коллекторные переходы транзисторов; их эмиттерные переходы замкнуты накоротко.

При выходной нагрузке детектора 20 кОм коэффициент передачи детектора не менее 0,15.

#### 8-5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ К2ЖА241

Интегральная гибридная микросхема К2ЖА241 содержит элементы смесителя и отдельного гетеродина для преобразователя частоты принимаемых сигналов с частотами 10—110 МГц.

Используется эта ИС во входных УКВ блоках радиовещательных приемников.

Крутизна вольт-амперной характеристики ИС на частоте 10 МГц не менее 4 мА/В; входное сопротивление для радиосигнала с частотой 10 МГц не менее 150 Ом; напряжение гетеродина не менее 40 мВ; напряжение питания 3—5 В, потребляемый ток не более 3 мА.

В смесителе работает транзистор  $T_1$  (рис. 90, а). На его базу подается смещение с делителя напряжения  $R_1R_2$ . Напряжение сигнала, подлежащего преобразованию, поступает на базу этого транзистора через конденсатор  $C_1$ , а напряжение гетеродина через конденсатор  $C_2$  на эмиттер.

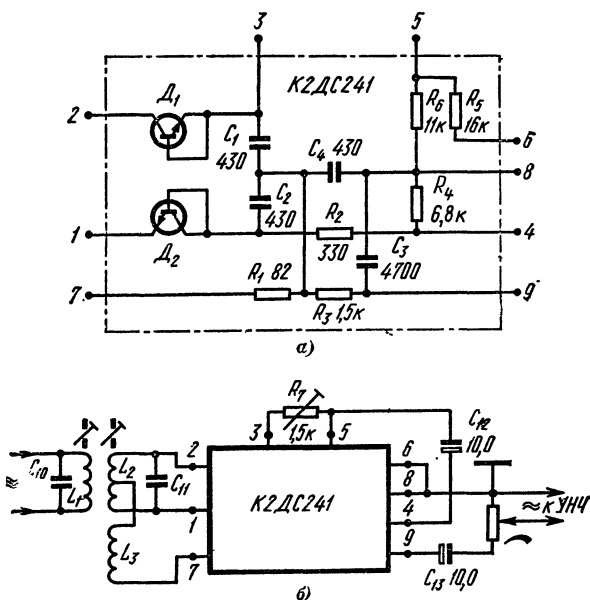


Рис. 89.

Транзистор гетеродина  $T_2$  включен по схеме ОБ. Обратная связь осуществляется с помощью конденсатора  $C_3$ , включенного между эмиттером и коллектором этого транзистора. База транзистора  $T_2$  получает смещение с делителя напряжения  $R_4R_5$ .

Один из возможных вариантов схемы входного УКВ блока радиовещательного приемника на основе микросхемы К2ЖА241 с каскадом УВЧ на транзисторе ГТ313А [Л. 57] показан на рис. 90, б. Прием сигналов на УКВ осуществляется на телескопическую антенну. Вход блока апериодический. Контур каскада УВЧ перестраивается в диапазоне частот 65,8—73 МГц конденсатором  $C_{12a}$ . Катушка этого контура  $L_1$  имеет 7,5 витков ПЭВ-1 0,51 (0,18 мкГ), а катушка контура гетеродина  $L_2$  — 6,5 + 0,5 витка такого же про-

вода (0,13 мкГ). Эти катушки имеют подстроечные латунные сердечники длиной 8 мм с резьбой М3.

На выходе УКВ блока получается ЧМ сигнал ПЧ со средней частотой 10,7 МГц. Катушка  $L_3$  выходного контура смесителя, наст-

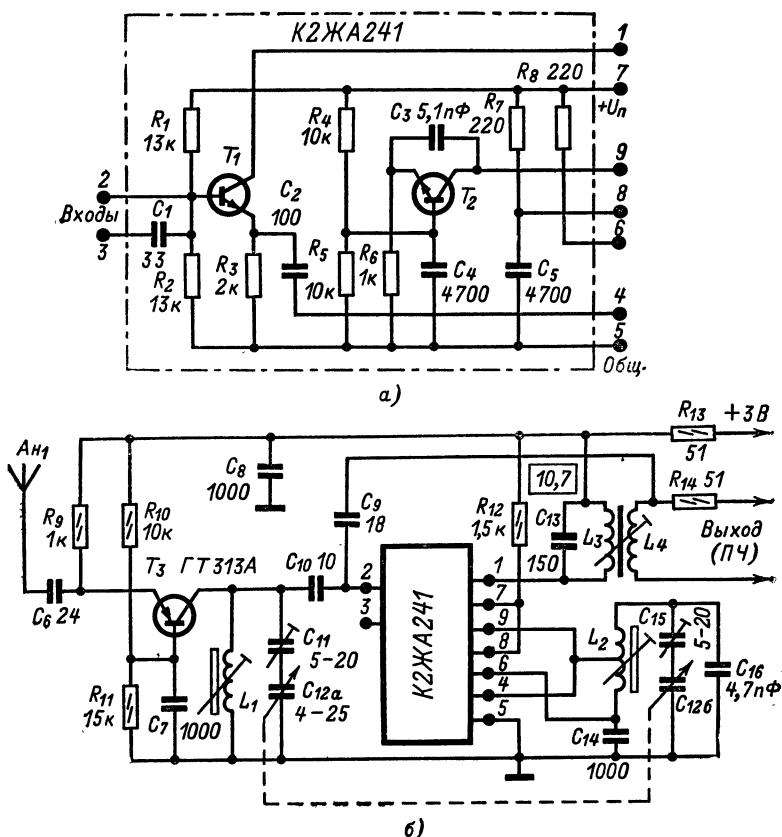


Рис. 90.

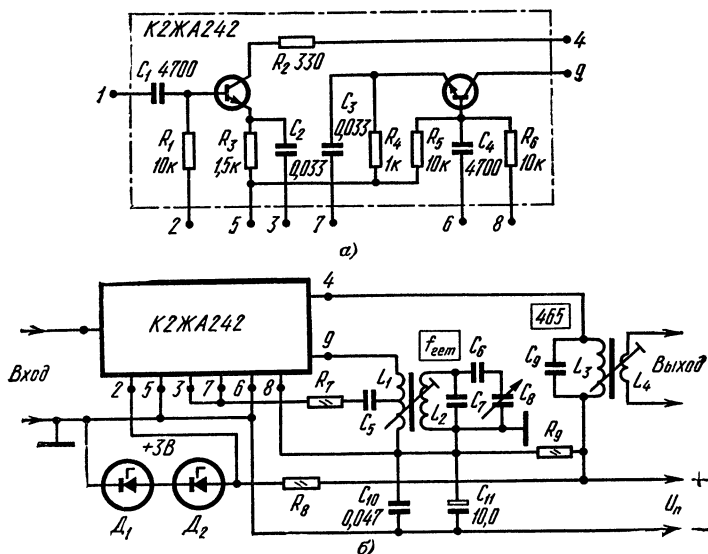
роенного на эту частоту, содержит 12 витков ПЭЛШО 0,15 (1,5 мкГ) и имеет сердечник-подстроечник из феррита марки 100НН. Катушка связи выхода преобразователя  $L_4$  с последующим усилительным каскадом содержит четыре витка ПЭВ-1 0,15.

## 8-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ К2ЖА242

Интегральная гибридная микросхема К2ЖА242 (рис. 91, а) содержит элементы смесителя и отдельного гетеродина для преобразователя частоты принимаемых АМ сигналов с частотами 150 кГц —

30 МГц. Входное сопротивление ИС для радиосигнала с частотой 10 МГц не менее 500 Ом. Напряжение питания 3,6—9 В, потребляемый ток не более 2 мА.

В смесителе работает транзистор  $T_1$ . На его базу через резистор  $R_1$  подается смещение, стабилизированное стабилиторами  $D_1$  и  $D_2$ . Напряжение подлежащего преобразованию сигнала поступает в цепь базы через конденсатор  $C_1$ , а напряжение гетеродина



коэффициент передачи детектора сигнала не менее 0,5 при выходной нагрузке 20 кОм, к. н. и. не более 3,5%. Номинальное напряжение питания 3 В, потребляемый ток не более 1,2 мА.

Эмиттерный переход транзистора  $T_1$  используется в качестве диода, преобразующего модулированный ВЧ (ПЧ) сигнал в низкочастотный, а коллекторный переход — в качестве диодного детектора схемы АРУ. Входной сигнал поступает с катушки связи  $L_2$ , подключенной к выводам 1 и 3 микросхемы (рис. 92, б), выходной низкочастотный сигнал образуется на выводах 9 и 5.

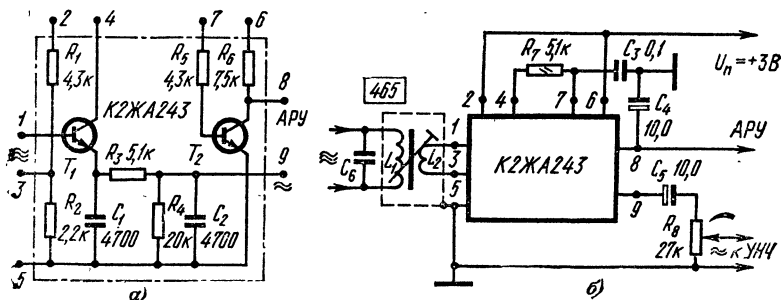


Рис. 92.

Для снижения вносимых детектором сигнала нелинейных искажений на эмиттерный переход транзистора  $T_1$  подается прямое смещение с делителя напряжения  $R_1R_2$ . Параметры цепи  $C_1R_3R_4C_2$  выбраны такими, что обеспечивают необходимую фильтрацию напряжения ПЧ и одновременно способствуют выполнению условия минимального различия величины нагрузки детектора сигнала по постоянному и переменному току. Последнее условие также необходимо для снижения нелинейных искажений.

**Цепи АРУ.** Диод системы АРУ (вывод 4 от коллектора транзистора  $T_1$ ) может быть соединен через внешний фильтр нижних частот  $R_7C_3$  с выводом 7, т. е. с цепью базы транзистора  $T_2$  усилителя АРУ. При этом на резисторе  $R_8$  получится усиленное напряжение АРУ. Снимается это напряжение с вывода 8.

## 8-8. УСИЛИТЕЛЬ ПЧ С ДЕТЕКТОРАМИ АМ СИГНАЛОВ К2ЖА372

Интегральная гибридная микросхема К2ЖА372 предназначена для использования в супергетеродинных радиовещательных приемниках без УКВ диапазона. Она содержит элементы широкополосного усилителя ПЧ, детектора АМ сигналов и системы АРУ. Последняя поддерживает низкочастотное выходное напряжение на выходе ИС с отклонением не более чем на 6 дБ при изменении входного напряжения ПЧ в пределах от 50 мкВ до 3 мВ (на 36 дБ).

Входное сопротивление усилителя 430—1 000 Ом; к. н. и. не более 3% (измеряется при входном напряжении 300 мкВ, частоте

модуляции 400 Гц и глубине модуляции 80%). Напряжение питания 3,6—6 В, потребляемый ток не более 4 мА.

Усилитель ПЧ содержит четыре резистивных каскада на транзисторах  $T_1, T_4 - T_6$ , которые включены по схеме ОЭ (рис. 93, а). Связь между каскадами усилителя гальваническая. Из коллекторной цепи транзистора  $T_6$  в цепь базы транзистора  $T_4$  через рези-

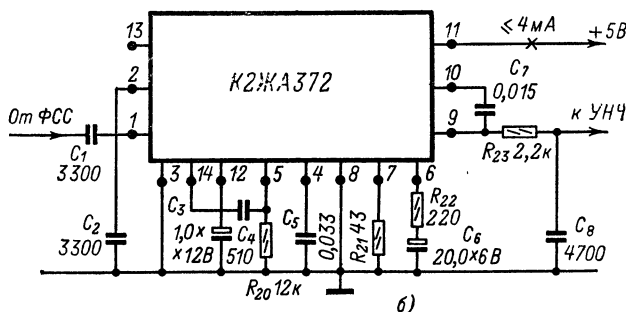
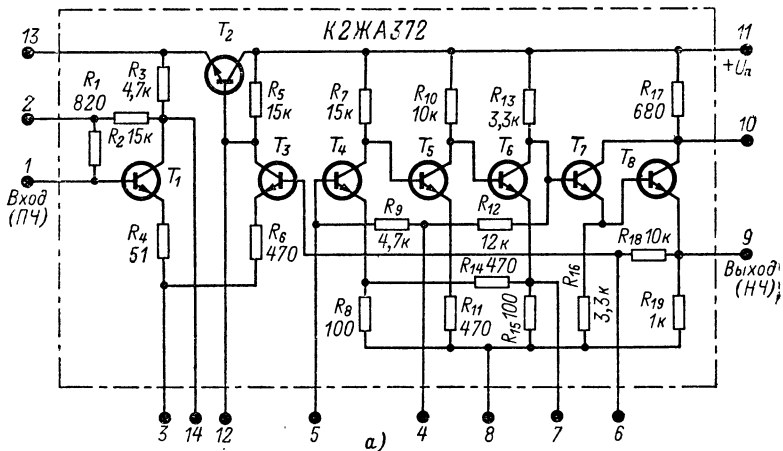


Рис. 93.

сторы  $R_9$  и  $R_{12}$  подается отрицательная обратная связь, стабилизирующая режим работы транзисторов  $T_4 - T_6$  по постоянному току. Детектор выполнен на составном транзисторе  $T_7 T_8$ . Выходной НЧ сигнал снимается с резистора  $R_{19}$ , включенного в эмиттерную цепь транзистора  $T_8$ .

Транзисторы  $T_2$  и  $T_3$  работают в усилителе постоянного тока системы АРУ. Регулирование усиления осуществляется изменением напряжения питания транзистора  $T_1$  первого каскада усилителя ПЧ. В качестве управляющего напряжения системы АРУ используется

получаемая на резисторе  $R_{19}$  постоянная составляющая напряжения выходного детектора. Она подается на базу транзистора  $T_3$  усилителя системы АРУ через резистор  $R_{18}$ . Изменение коллекторного тока транзистора  $T_3$  вызывает изменение падения напряжения на транзисторе  $T_2$ , вследствие чего изменяется напряжение питания транзистора  $T_1$  первого каскада усилителя ПЧ и его усиление.

При подключении к микросхеме К2ЖА372 внешних резисторов и конденсаторов с номиналами, указанными на рис. 93, б, максимальный коэффициент усиления напряжения микросхемы на стандартной промежуточной частоте 465 кГц не менее 60 дБ [Л. 60].

Конденсатор  $C_4$  является элементом связи между первым и вторым каскадами усилителя ПЧ. Фильтр нижних частот, образуемый конденсатором  $C_5$  совместно с резистором  $R_{12}$ , уменьшает глубину отрицательной обратной связи по переменному току из коллекторной цепи транзистора  $T_6$  в цепь базы транзистора  $T_4$ , а фильтр нижних частот, состоящий из конденсатора  $C_6$  и резистора  $R_{18}$ , подавляет низкочастотные пульсации напряжения АРУ на базе транзистора  $T_3$ . Конденсатор  $C_3$  обеспечивает дополнительное сглаживание пульсаций регулирующего напряжения.

### 8-9. МАЛОМОЩНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ К2ПП241

Интегральные гибридные микросхемы К2ПП241 применяют в стабилизаторах напряжения с током нагрузки  $I_{\text{вых}} \leq 4$  мА. Входное напряжение  $U_{\text{вх}} = 5,4\text{--}12$  В. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}} \approx 3\text{--}4$  В; его величина определяется внешним стабилитроном

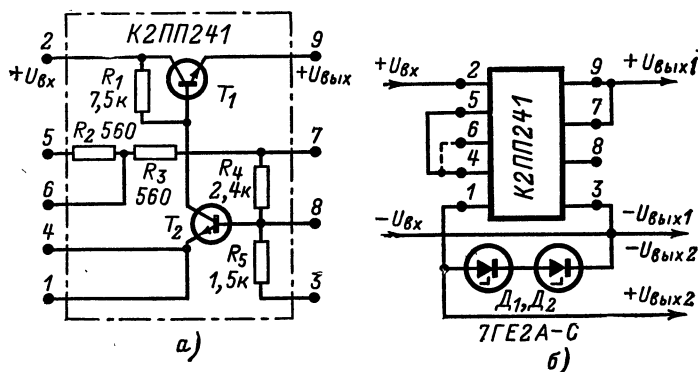


Рис. 94.

(или стабистором), подключаемым к выводам 1 и 3. Коэффициент стабилизации напряжения не менее 5.

Принцип действия стабилизатора аналогичен описанному в § 6-3. Микросхема К2ПП241 (рис. 94, а) содержит регулирующий транзистор  $T_1$ , включенный последовательно с нагрузкой, транзи-

стор  $T_2$  усилителя постоянного тока и резисторы, обеспечивающие соответствующие режимы работы транзисторов.

На рис. 94, б приведен вариант схемы компенсационного стабилизатора напряжения, в котором использовано изделие К2ПП241. Такой стабилизатор применен в переносном радиовещательном приемнике [Л. 57] для питания каскадов преобразователей частоты и усилителя ПЧ. Датчиками опорного напряжения здесь являются два последовательно соединенных селеновых стабилитора. Выходное напряжение  $U_{\text{вых1}}$  транзисторного стабилизатора используется для питания всех цепей упомянутых каскадов приемника, за исключением цепей без транзисторов, работающих в преобразователе частоты диапазонов КВ, СВ и ДВ, и второго каскада усилителя ПЧ. Базы этих транзисторов получают напряжения смещения  $U_{\text{вых2}}$  непосредственно со стабилиторов.

### 8-10. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ СИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР К2ТС241

Интегральная гибридная микросхема К2ТС241 (рис. 95) представляет собой симметричный триггер, способный вырабатывать на выходах 1 и 4 прямоугольные импульсы с частотой следования 10—20 кГц. При напряжении питания 12 В (его положительный по-

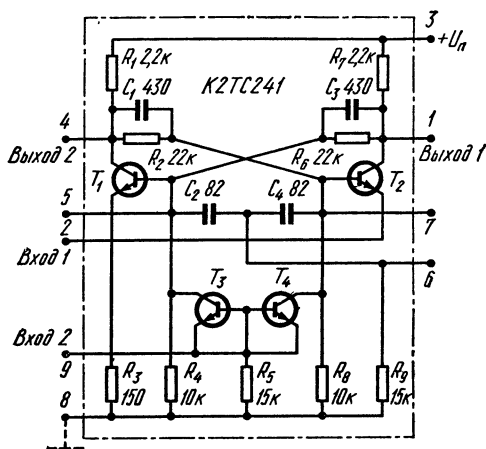


Рис. 95.

люс подключается к выводу 3) и нагрузке 6 кОм амплитуда импульсов не менее 9 В, а длительность их фронтов не более 3 мкс.

Триггер предназначен для использования в блоках развертки и блоке декодирования цветных телевизоров. В последнем случае через вывод 7 на эмиттеры транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  поступают запускающие импульсы обратного хода строчной развертки, а на базы этих транзисторов через вывод 9 и диоды, в качестве которых исполь-



звуются коллекторные переходы транзисторов  $T_3$  и  $T_4$ , поступают импульсы, опрокидывающие триггер.

Получаемые на выходах 1 и 4 прямоугольные импульсы управляют диодным ключом блока декодирования

### 8-11. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ К2УС241

Интегральная гибридная микросхема К2УС241 содержит элементы каскодного усилителя типа ОК—ОБ, работоспособного в диапазоне частот 150 кГц — 110 МГц (рис. 96). Предназначена эта микросхема в основном для использования в усилителях высокой и промежуточной частоты.

На частотах ниже 30 МГц крутизна характеристики прямой передачи усилителя не менее 30 мА/В и на частотах до 110 МГц не менее 12 мА/В. Усиление микросхемы по напряжению можно определить по формуле

$$k_U = Sz,$$

где  $z$  — сопротивление нагрузки, Ом;  $S$  — крутизна, мА/В. Входное сопротивление для сигнала с частотой 10 МГц не менее 200 Ом

При напряжении питания 5,4–12 В микросхема потребляет ток 2–4 мА. Смещение на базу транзистора  $T_1$  подается через резистор  $R_1$ . В цепи эмиттера этого транзистора имеются стабилизирующие резисторы  $R_2$

и  $R_3$ , шунтированные конденсатором  $C_2$ . Смещение на базу транзистора  $T_2$  подается с делителя напряжения, составленного из резисторов  $R_4$  —  $R_6$ . Рекомендуется применение стабилизированного источника смещения с напряжением 3 В.

Входной сигнал должен подаваться на выводы 1 и 5 микросхемы. Выходной контур включается между положительным полюсом источника питания и выводом 9. Отрицательный полюс источника питания присоединяется к выводу 5. В зависимости от величины питающего напряжения с выводом 5 соединяются выводы 4 и 7 или вывод 6.

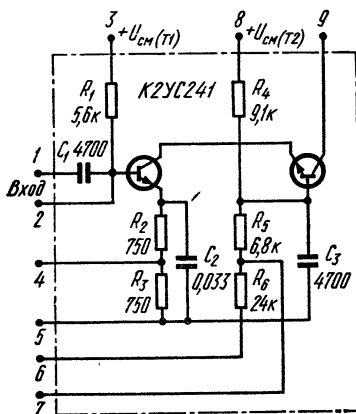


Рис. 96.

### 8-12. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ К2УС242

Интегральная гибридная микросхема К2УС242 содержит один транзистор (рис. 97, а). Она используется главным образом в качестве основы усилительного каскада на частоты 150 кГц — 30 МГц (УВЧ, УПЧ), а также в автогенераторах. Напряжение пита-

ния коллекторной цепи схемы 3,6—9 В, напряжение смещения на базу 3 В.

При этом на частотах до 30 МГц крутизна характеристики прямой передачи усилителя  $S \geq 25$  мА/В и на частотах 30—110 МГц

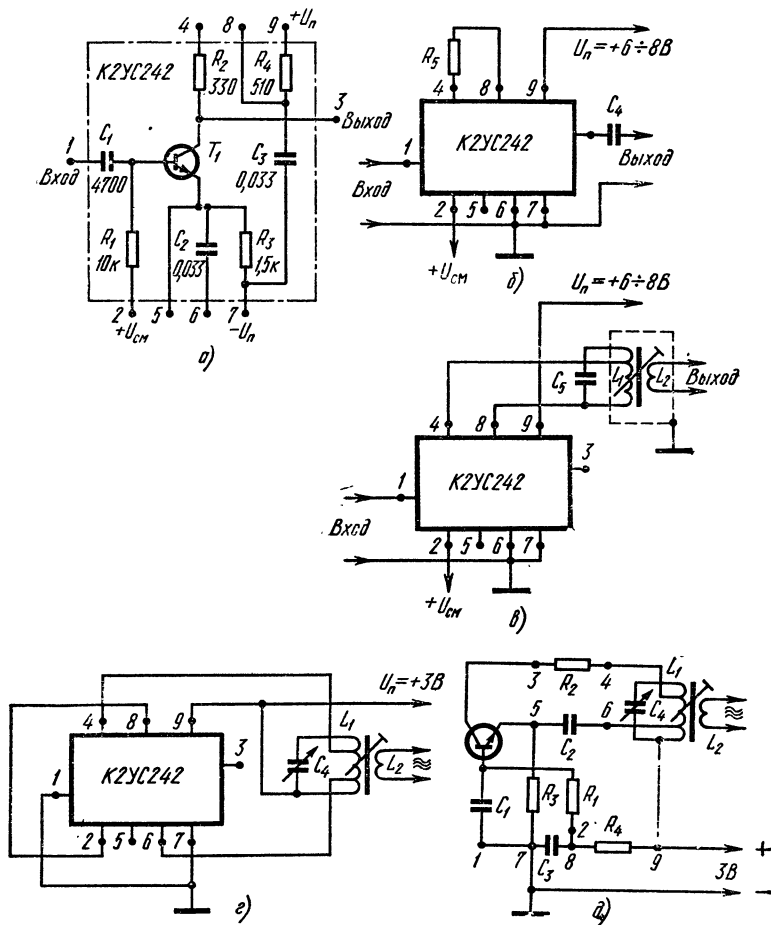


Рис. 97.

$S \geq 10$  мА/В. При включении транзистора по схеме ОЭ входное сопротивление на частоте 10 МГц не менее 200 Ом. Неравномерность частотной характеристики в рабочем диапазоне частот не более 6 дБ. Потребляемый от источника питания ток не более 1,8 мА.

Через резистор  $R_1$  подается смещение на базу, резистор  $R_2$  в цепи эмиттера является стабилизирующим, конденсатор  $C_2$  исполь-

вуется для шунтирования этого резистора, конденсатор  $C_1$  является входным разделительным. Конденсатор  $C_3$  с резистором  $R_4$  образует ячейку развязывающего фильтра, резистор  $R_2$  в цепи коллектора служит для улучшения устойчивости резонансного каскада.

При использовании микросхемы К2УС242 в апериодическом каскаде (рис. 97, б) нагрузочный резистор  $R_5$  включается между выводами 4 и 8, а при использовании ее в резонансном каскаде к тем же выводам подключается резонансный контур (рис. 97, в).

Усиление по напряжению этой ИС можно определить по формуле, приведенной в § 8-11.

На рис. 97, г и д показано использование микросхемы К2УС242 в автогенераторе.

На рис. 98 приведена принципиальная схема трехкаскадного усилителя ПЧ с детектором и системой АРУ, выполненная на основе трех универсальных усилителей К2УС242 и блока детекторов К2ЖА243 [Л. 56]. Это устройство имеет коэффициент усиления по напряжению, определяемый как  $U_{\text{вых. н. ч.}}/U_{\text{вх. п. ч.}} = 10 \text{ мВ}/10 \text{ мкВ} = 1000$ , при коэффициенте модуляции входного сигнала ПЧ, равном 30%.

Действие АРУ этой ИС характеризуется следующими данными: при изменении величины входного сигнала ПЧ на 40 дБ (от 100 мкВ до 10 мВ) уровень выходного НЧ сигнала изменяется не более чем на 1 дБ. При входном напряжении ПЧ, равном 100 мкВ, коэффициент модуляции 80% и сопротивлении нагрузки по низкой частоте 27 кОм коэффициент нелинейных искажений не превышает 2%. От источника питания с напряжением 6 В показанная на рис. 98 схема потребляет ток 5 мА. Напряжения смещения на базах транзисторов усилительных каскадов, на детекторах и на коллекторе транзистора системы АРУ стабилизированы с помощью двух стабилиторов 7ГЕ2А-С. При снижении напряжения питания до 3,6 В усиление тракта практически не изменяется.

На рис. 99 приведена схема тракта ПЧ переносного радиовещательного приемника с диапазонами УКВ, КВ, СВ и ДВ [Л. 57]. В его двухкаскадном усилителе ПЧ работают две микросхемы К2УС242, а детекторы АМ и ЧМ сигналов выполнены из дискретных элементов по типовым схемам (см. § 3-11). Через контакты  $B_{1a}$  переключателя диапазонов на вход усилителя с выхода пьезокерамического фильтра подаются АМ сигналы с несущей частотой 465 кГц (при приеме в диапазонах КВ, СВ и ДВ) либо ЧМ сигналы со средней частотой 10,7 МГц (при приеме в диапазоне УКВ). Контакты  $B_{16}$  того же переключателя включают на вход усилителя НЧ в первом случае выход детектора АМ сигналов, в котором работает диод  $D_3$ , а во втором — выход детектора отношений, выполненного на диодах  $D_1$  и  $D_2$ .

Базы транзисторов обеих ИС получают стабилизированное смещение величиной около 3 В от стабилизатора, выполненного на интегральной микросхеме К2ПП241 (см. § 8-9). Температурная стабильность величины начального напряжения смещения на базе транзистора ИС, используемой в первом каскаде, улучшается применением в делителе напряжения терморезистора  $R_4$ .

Управляющее напряжение АРУ получают путем выпрямления выходного сигнала усилителя ПЧ диодом  $D_4$ . Это напряжение подается на базу транзистора ИС первого каскада через сглаживающий фильтр  $R_5C_{14}$ .

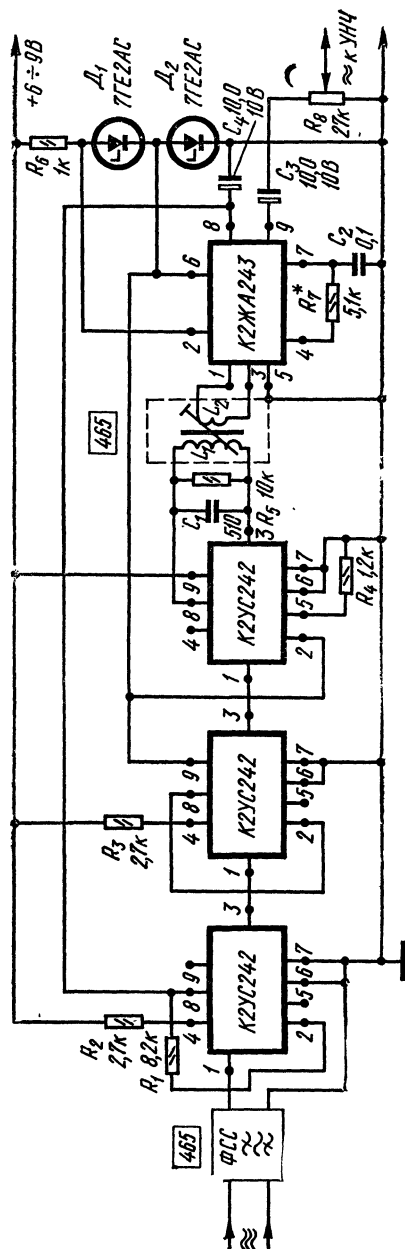


Рис. 98.

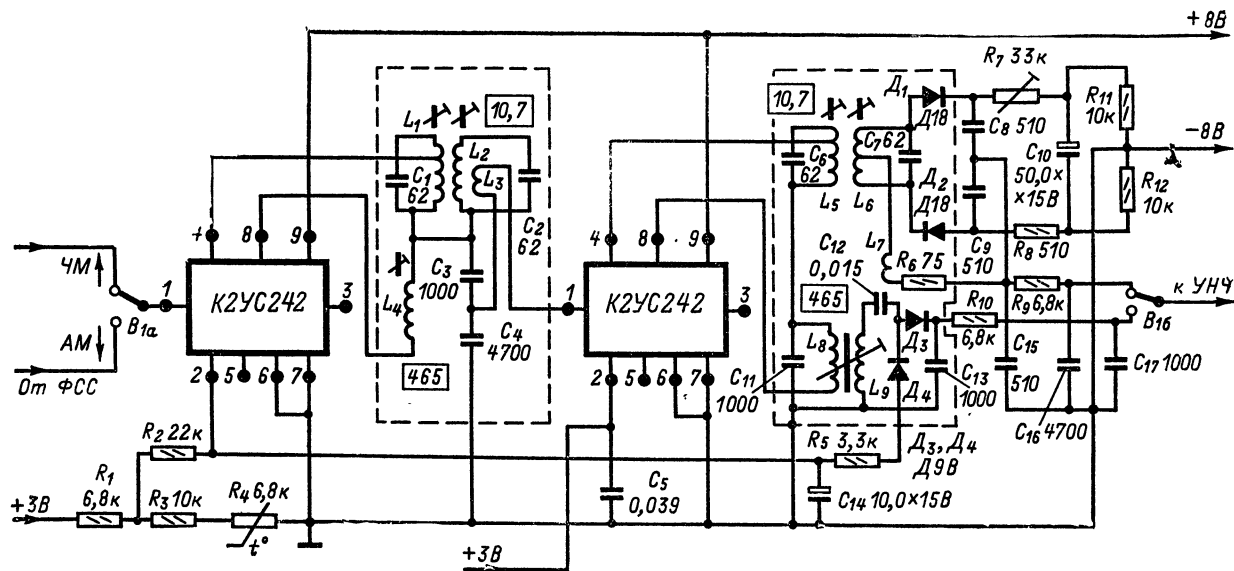


Рис. 99.

### 8-13. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ К2УС245, К2УС371 и К2УС372

Интегральные гибридные микросхемы К2УС245, К2УС371 и К2УС372 представляют собой предварительные резистивные усилители для бестрансформаторных УНЧ радиовещательных приемников, электрофонов и тому подобных бытовых звуковоспроизводящих устройств

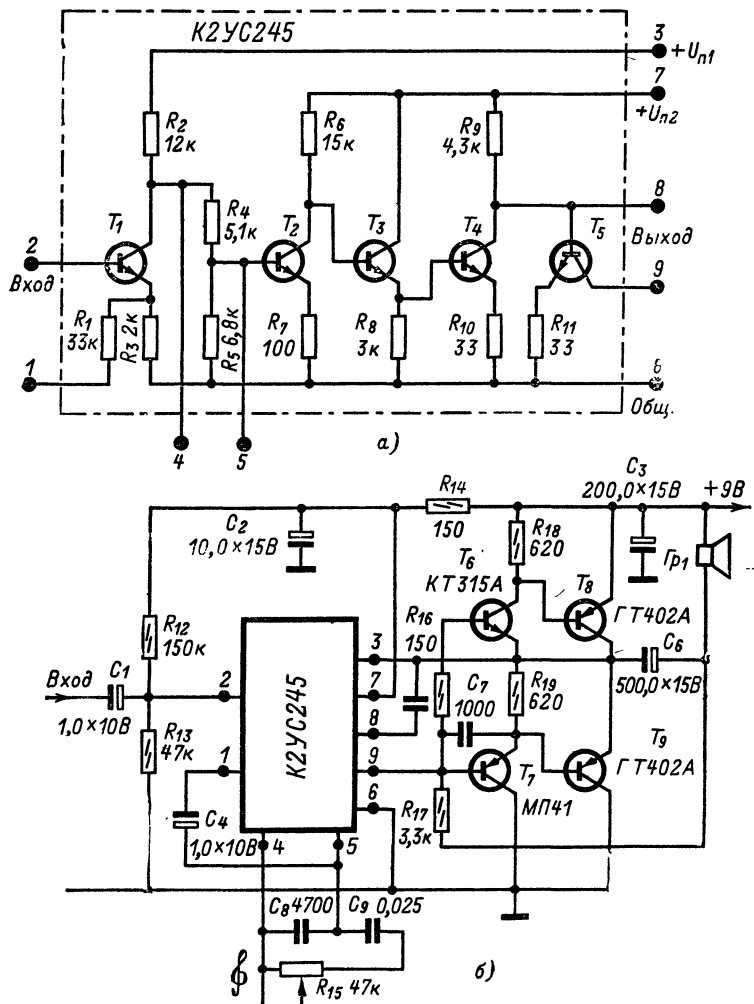


Рис. 100.

Микросхема К2УС245 (рис. 100, а) содержит четыре усилительных каскада. Она дает усиление по напряжению не менее 38 дБ, ее рабочий диапазон частот 80 Гц — 20 кГц при неравномерности частотной характеристики не более 3 дБ. Напряжение питания 5,4—12 В, потребляемый ток в режиме покоя не более 5,5 мА.

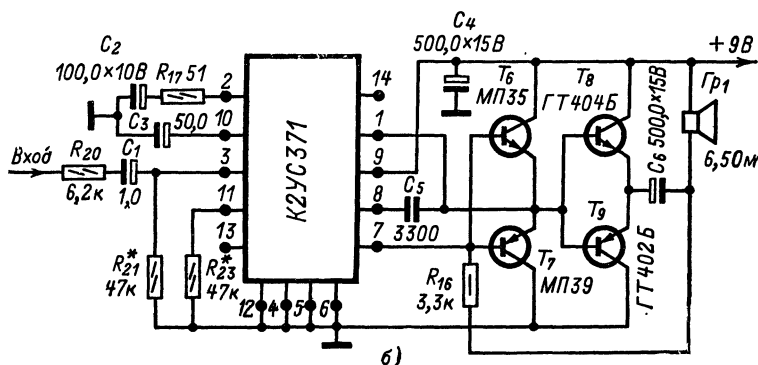
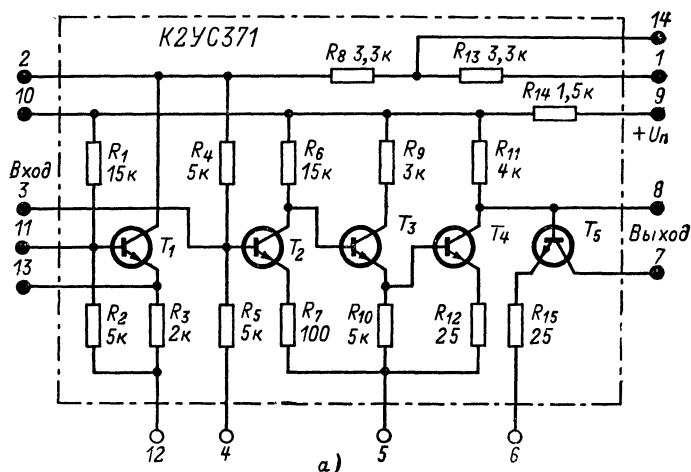


Рис. 101.

Микросхема К2УС371 (рис. 101, а) содержит три усилительных каскада, которые дают усиление не менее 35 дБ. Рабочий диапазон частот этой микросхемы 60 Гц — 10 кГц при неравномерности частотной характеристики не более 6 дБ. Коэффициент нелинейных искажений не более 0,3% при выходном напряжении 1,8 В. Напряжение питания 5,6—10 В, потребляемый ток в режиме покоя не более 5 мА.

Микросхема К2УС372 (рис. 102, а) также состоит из трех усилительных каскадов и дает усиление по напряжению не менее 37 дБ. Рабочий диапазон частот 50 Гц — 15 кГц при неравномер-

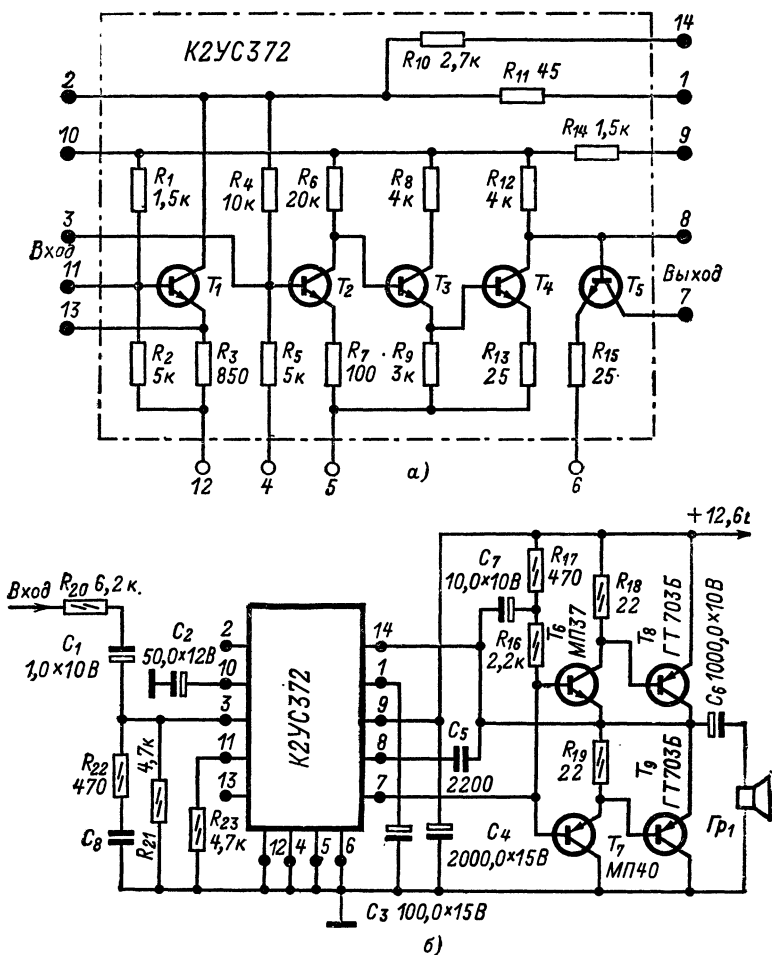


Рис. 102.

ности частотной характеристики не более 6 дБ. При выходном напряжении 3,5 В к. н. и. не более 1%. Напряжение питания 7,5—15 В, потребляемый ток не более 9 мА.

Транзисторы усилительных каскадов включены по схеме ОЭ, за исключением транзисторов  $T_3$ , которые включены по схеме ОК.



В схемах К2УС371 и К2УС372 транзистор  $T_1$  с резисторами  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  совместно с  $R_8$  и  $R_{13}$  на рис. 101, а или  $R_{10}$  на рис. 102, а осуществляют стабилизацию напряжения смещения базы транзистора  $T_2$ . Поскольку все межкаскадные связи гальванические, тем самым обеспечивается стабилизация режимов питания всех усилительных каскадов.

Из коллекторной цепи транзистора  $T_4$  сигнал подается на внешний фазоинвертирующий каскад через коллекторный переход транзистора  $T_5$ , что позволяет уменьшить нелинейные искажения, вносимые оконечным усилителем при малых уровнях сигнала. Фазоинвертирующие каскады выполняются по обычным схемам на транзисторах различной структуры (см. § 5-1).

На рис. 100, б и 101, б приведены схемы бестрансформаторных усилителей НЧ, использующих для предварительного усиления микросхемы К2УС245 и К2УС371 и низкочастотные транзисторы средней мощности в оконечных двухтактных каскадах. В оконечном каскаде по схеме на рис. 100, б [Л. 57] работают транзисторы одинаковой структуры ( $p-n-p$ ), а в оконечном каскаде схемы на рис. 101, б применены транзисторы различной структуры. Номинальная выходная мощность этих усилителей равна 0,5 В·А при сопротивлении нагрузки (громкоговоритель), равном 6,5 Ом. Переменный резистор  $R_{15}$  в схеме на рис. 100, б служит для регулирования тембра.

Усилитель НЧ с интегральной микросхемой К2УС372 в оконечном каскаде на транзисторах структуры  $p-n-p$  большой мощности (рис. 102, б) имеет номинальную выходную мощность 3 В·А при сопротивлении нагрузки 4 Ом и напряжении питания 12,6 В. При этом условии к. н. и. не более 1%.

#### **8-14. ВЫХОДНОЙ УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ КАНАЛА ИЗОБРАЖЕНИЯ К2УС247**

Интегральная гибридная микросхема К2УС247 содержит элементы каскодного усилителя типа ОЭ — ОБ (рис. 103, а). Ее рабочий диапазон частот 30—45 МГц при неравномерности частотной характеристики не более 3 дБ. Микросхема предназначена для использования в выходном каскаде УПЧИ телевизора.

Номинальная крутизна характеристики прямой передачи усилителя не менее 70 мА/В (измеряется на частоте 35 МГц). Его усиление по напряжению можно вычислить по формуле из § 8-11.

Номинальное напряжение питания  $12 \text{ В} \pm 10\%$ , потребляемый ток не более 28 мА. Смещение на базу транзистора  $T_1$  подается с делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_1$  и  $R_3$ , а на базу транзистора  $T_2$  — с делителя из резисторов  $R_6$  и  $R_7$ . Резистор  $R_4$  в цепи эмиттера транзистора  $T_2$  стабилизирует его режим по постоянному току.

Входной сигнал подается на выводы 1 и 7. Выходной контур включается между положительным полюсом источника питания и выводом 9. Положительный полюс напряжения для питания коллекторной цепи транзистора  $T_1$  и на резистивные делители напряжения подключается к выводу 3. Отрицательный полюс источника питания соединяется с выводом 7 («общий провод»). Выводы 2 и 8 являются контрольными точками для измерения напряжений на базах транзисторов.

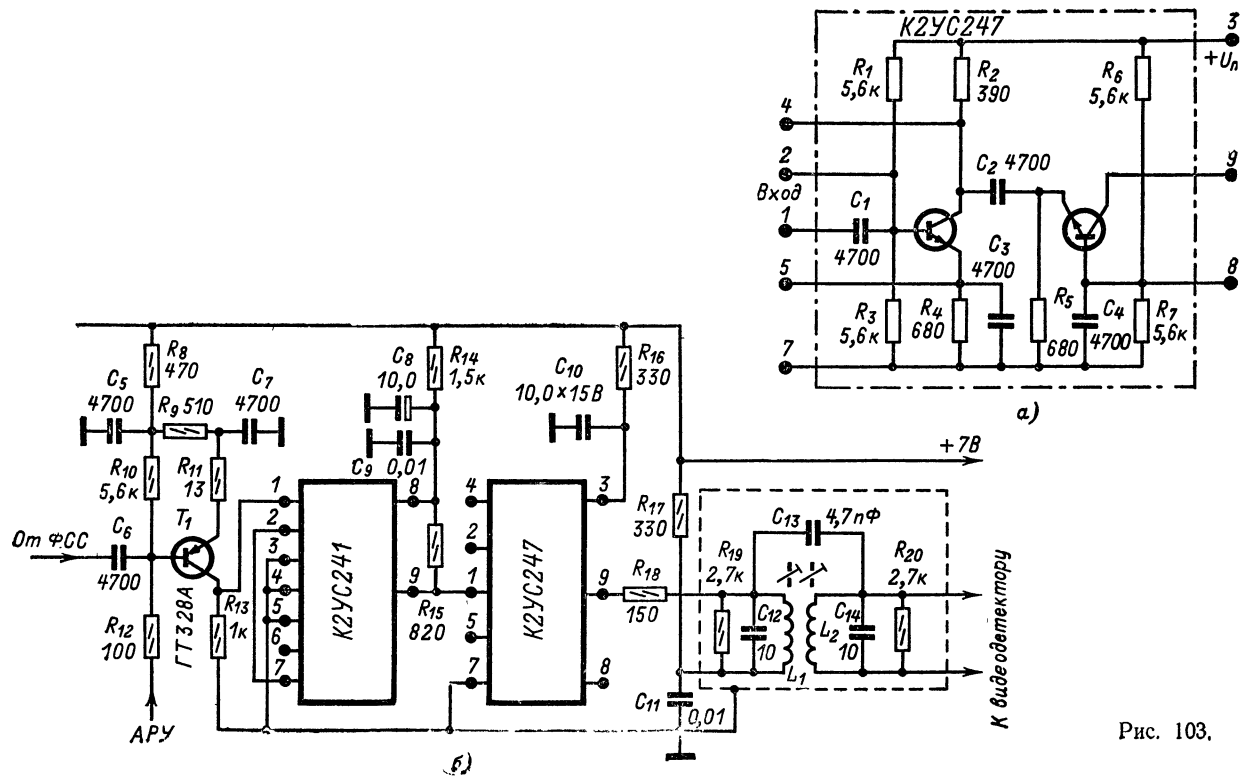


Рис. 103.

На рис. 103, б приведена принципиальная схема УПЧИ телевизора [Л. 61], в первом каскаде которого использован транзистор КТ328А, во втором микросхема К2УС241 (см. § 8-11) и в третьем, выходном — микросхема К2УС247. Через полосовой фильтр  $L_1 C_{12} R_{19} C_{13} L_2 C_{14} R_2$  выходной сигнал подается на видеодетектор (см. § 8-16).

### 8-15. УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ КАНАЛА ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ К2УС248

Интегральная гибридная микросхема К2УС248 (рис. 104, а) имеет рабочий диапазон частот 4—10 МГц и используется преимущественно в канале УПЧЗ телевизора. На стандартной промежуточной частоте 6,5 МГц при выходной нагрузке 100 Ом и напряжении питания 12 В крутизна характеристики прямой передачи усилителя не менее 1 А/В.

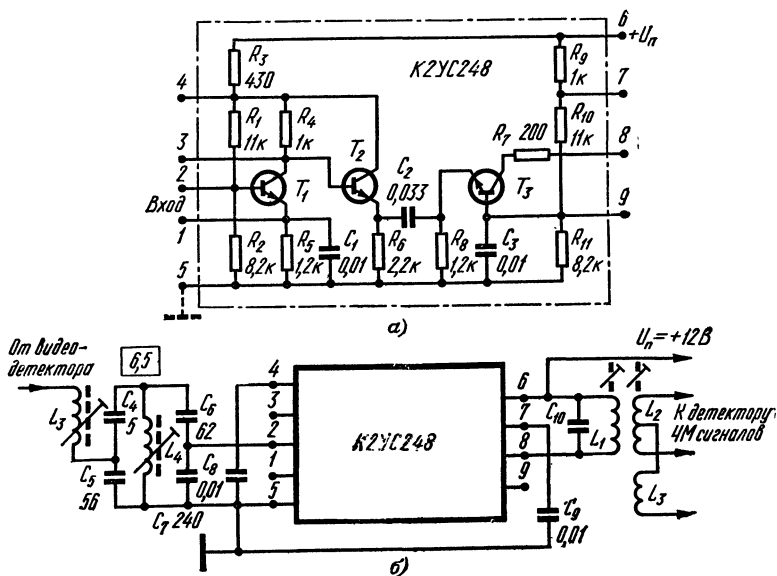


Рис. 104.

Микросхема содержит входной аperiодический усилительный каскад на транзисторе  $T_1$ , включенном по схеме ОЭ, и каскодный усилитель по схеме типа ОК—ОБ на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ . Связь между коллектором транзистора  $T_1$  и базой транзистора  $T_2$  непосредственная. Смещение на базу транзистора входного каскада подается с делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Эти резисторы совместно с резистором  $R_5$  в цепи эмиттера стабилизируют режим каскада по постоянному току.

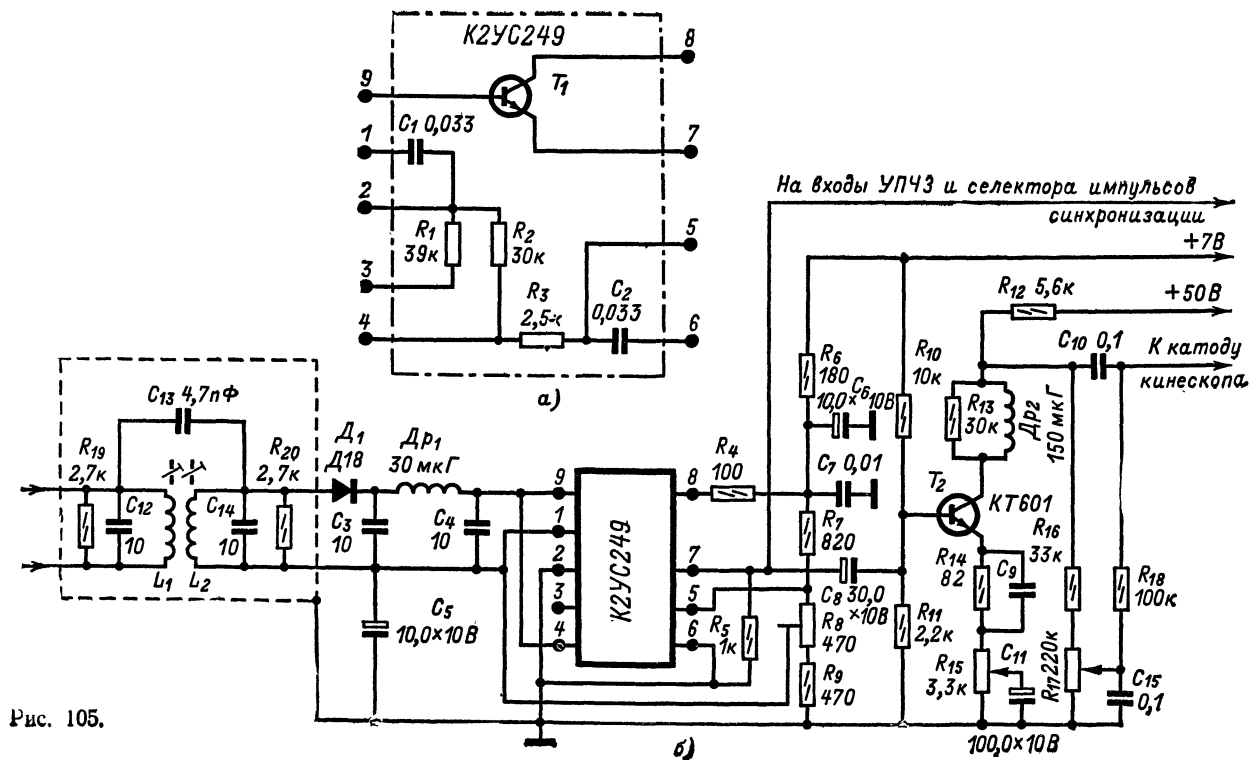


Рис. 105.

Смещение на базу транзистора  $T_3$  подается с делителя напряжения  $R_{10}R_{11}$ . Резисторы  $R_8$  и  $R_9$  являются элементами развязывающих фильтров. Конденсаторы этих фильтров в микросхему не входят и должны подключаться к ее выводам снаружи ( $C_8$  и  $C_9$  на рис. 104, б).

Подключение резонансных контуров к микросхеме К2УС248 при использовании ее в УПЧЗ показано на рис. 104, б. На выход усилителя включен фазосдвигающий трансформатор частотного детектора, состоящий из катушек  $L_1 - L_3$ .

Общее усиление со входа УПЧЗ до частотного детектора — около 1 700; чувствительность усилителя со входа 2 мВ.

Катушки  $L_3$  и  $L_4$  выполнены на каркасах диаметром 6 и длиной 15 мм из органического стекла, имеют карбонильные сердечники-подстроечники с резьбой М4 и содержат по 56 витков ПЭВ-2 0,19.

Фазосдвигающий трансформатор может иметь данные, указанные на стр. 99 и 100.

## 8-16. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ К2УС249

Интегральная гибридная микросхема К2УС249 содержит один транзистор и резисторы, из которых составляют делитель напряжения для смещения на базу (рис. 105, а).

Рабочий диапазон частот усилителя 0,5—50 МГц при неравномерности частотной характеристики не более 6 дБ. Крутизна вольт-амперной характеристики на частоте 6,5 МГц не менее 20 мА/В. Номинальное напряжение питания 12 В  $\pm 10\%$ , потребляемый ток не более 4 мА.

На рис. 105, б приведена схема видеодетектора с видеоусилителем, в первом каскаде которого использована интегральная микросхема К2УС249 [Л. 61]. В видеодетекторе работает диод  $D_1$ . На него поступает сигнал из последнего каскада УПЧИ через полосовой фильтр  $L_1C_{12}R_{19}C_{13}L_2C_{14}R_{20}$  (элементы этого полосового фильтра здесь имеют такие же обозначения, как в схеме на рис. 103, б).

Транзистор  $T_1$  микросхемы включен по схеме ОК. Он получает питание через внешний развязывающий фильтр  $R_6C_6C_7$ . Смещение на базу транзистора  $T_1$  подается с делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_7R_3R_2$ . Связь ИС с выходным каскадом видеоусилителя осуществляется с помощью конденсатора  $C_8$ . Транзистор выходного каскада включен по схеме ОЭ. Из его коллекторной цепи усиленный сигнал подается через конденсатор  $C_{10}$  на катод кинескопа.

Переменным резистором  $R_{15}$  изменяют усиление выходного каскада видеоусилителя и, следовательно, контрастность изображения, а переменным резистором  $R_{17}$  — напряжение между модулятором и катодом кинескопа и тем самым яркость изображения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

---

1. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1972.
2. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Справочник под ред. И. Ф. Николаевского. М., Связьиздат, 1963.
3. Будинский Я. Усилители низкой частоты на транзисторах. Пер. с чешского. Изд. 2-е, перераб. М., Связьиздат, 1963.
4. Бриллиантов Д. П. Кадровая развертка транзисторного телевизора. — «Радио», 1965, № 10.
5. Баскир И. В., Бриллиантов Д. П. Узел синхронизации транзисторного телевизора. — «Радио», 1965, № 9.
6. Валитов Р. А. Генераторы стимулирующих сигналов для автоматических систем контроля. М., «Энергия», 1972.
7. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Советское радио», 1971.
8. Лабутин В. К. Транзисторы общего назначения. М., «Энергия», 1964.
9. Лабутин В. К. Мощные низкочастотные транзисторы. М., «Энергия», 1965.
10. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 2-е, перераб. М., «Энергия», 1967.
11. Пасынков В. В. Полупроводниковые приборы. М., «Высшая школа», 1966.
12. Николаенко Н. С. Температурная стабилизация и компенсация полупроводниковых усилителей. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 9. М., «Советское радио», 1963.
13. Федоров С. И. Расчет охлаждающих систем полупроводниковых триодов. — «Электричество», 1960, № 5.
14. Сафрошкин Ю. Ф. Частотно-избирательные RC-схемы на полупроводниковых триодах. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 9. М., «Советское радио», 1963.
15. Соколов В. А. Тракт звукового сопровождения транзисторного телевизора. — «Радио», 1965, № 8.

16. **Васильев В. А., Лайшев З. У.** Усилитель НЧ на деталях новых типов. — «Радио», 1971, № 11.

17. **Васильев В. А.** Полевые транзисторы в любительских приемниках. — «Радио», 1971, № 4.

18. **Агапов М. В.** Схемы защиты полупроводниковых стабилизаторов от перегрузки. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 7. М., «Советское радио», 1961.

19. **Бриллиантов Д. В., Соколов В. А.** Блок питания транзисторного телевизора. — «Радио», 1965, № 12.

20. **Буденко А. В.** Стабилизаторы напряжения с защитой от коротких замыканий. — «Радио», 1964, № 9.

21. **Додик С. Д.** Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., «Советское радио», 1962.

22. **Карпов В. И.** Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока. Изд. 2-е, перераб. и дополненное. М., «Энергия», 1967.

23. **Карпов В. И.** Устройства защиты полупроводниковых стабилизаторов от перегрузок и их классификация. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. II. М., «Советское радио», 1964.

24. **Киселев Л. Н.** Расчет преобразователей напряжения на транзисторах. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 7. М., «Советское радио», 1961.

25. **Симонтов И. М., Иванченко В. Д.** К расчету АРУ в усилителях на транзисторах. — В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 16. М., «Советское радио», 1966.

26. Расчет схем на транзисторах. Перев. с англ. М., «Энергия», 1969.

27. **Бриллиантов Д. П.** Расчет и конструирование портативных транзисторных телевизоров. М., «Связь», 1971.

28. **Бриллиантов Д. П.** Строчная развертка транзисторного телевизора. — «Радио», 1965, № 11.

29. **Кисин Л. В. и др.** Телевизор «Электроника ВЛ-100». — «Радио», 1970, № 4.

30. **Бриллиантов Д. П.** Детали транзисторного телевизора. — «Радио», 1966, № 8.

31. **Аракчеев В. В. и др.** Телевизор «Турист». — «Радио», 1967, № 11.

32. Мазель К. Б. Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора. М., Госэнергоиздат, 1957.

33. Журавлев А. А., Мазель К. Б. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. М., Госэнергоиздат, 1960.

34. Переносный телевизор «Юность-2». Модель 1968 г. Описание и инструкция о пользовании. М., 1968.

35. Переносный телевизор «Юность». Модель 1965 г. Описание и инструкция о пользовании. М., 1965.

36. Божко И. А., Хабибулин В. А. Радиоприемник «Океан». — «Радио», 1971, № 5 и 6.

37. Фридрихсон Р. В. Унифицированные радиолы и радиоприемники первого класса на полупроводниковых приборах. — «Радио», 1967, № 11.

38. Изак Ю. Т., Сермулис А. Ф. «Селга-402». — «Радио», 1970, № 12.

39. Райшенок С. А. и др. «Рига-301». — «Радио», 1967, № 7.

40. Радиоприемник «Соната». Описание и инструкция по эксплуатации. М., 1966.

41. Кукаров А. А., Кониченко В. Г. «Гиала». — «Радио», 1970, № 1.

42. Басюра Ю. Г. и др. Переносный радиоприемник «Меридиан». — «Радио», 1968, № 1.

43. Божко И. А., Шильман М. Г. Серийный радиоприемник «Эюд». — «Радио», 1969, № 12.

44. Бельский И. И., Николаев В. Г. Переносная радиола «Мрия». — «Радио», 1968, № 2.

45. Магнитофон «Яуза». Краткое описание и инструкция по пользованию. М., 1964.

46. Конышев В. Г. Радиоприемник «Нейва-М». — «Радио», 1971, № 3.

47. Олдин А. В., Мартынов Ю. Г. Блоки транзисторного цветного телевизора. Усилители изображения и звука. — «Радио», 1971, № 9.

48. Киселев В. Г. Блоки транзисторного цветного телевизора. Блок цветной развертки для кинескопа 39ЛКЗЦ. — «Радио», 1971, № 10.

49. Сухов К. А. и др. Блоки транзисторного цветного телевизора. Блок видеоусилителя. — «Радио», 1971, № 12.

50. Телевизор «Вечер» (ЗК-48) второго класса. Описание и инструкция по эксплуатации. Л., 1965.

51. Милзарайс Я. В., Мижув А. А. Электрофон «Аккорд». — «Радио», 1970, № 7.



52. Диесперов Н. Н. Снижение фона в «Аkkорде». — «Радио», 1971, № 3.
53. Милзарайс Я. Т., Мижув А. В. Электрофон «Аkkорд-стерео». ПЭФ-71С. — «Радио», 1971, № 10.
54. Ефимов И. Е. Современная микроэлектроника. М., «Советское радио», 1973.
55. Сергеев В. С., Воженин И. Н. Интегральные гибридные микросхемы. М., «Советское радио», 1973.
56. Баранов В., Филипенко В. Использование микросхем К2ЖА243 и К2УС242. — «Радио», 1972, № 4.
57. Нагаев В., Найман М. Радиоприемник «Урал-301». — «Радио», 1972, № 10.
58. Изак Ю., Лысенко Ю. «Банга». — «Радио», 1967, № 3.
59. Гонцов С., Левитан В. «Сокол-4». — «Радио», 1968, № 11.
60. Андрианов В., Рыбалко А., Таргоня О. Гибридные интегральные микросхемы серии К237. — «Радио», 1973, № 5.
61. Самойликов К. И. «Микрон-2с». — «Радио», 1973, № 7.
62. Otto K., Muller H. Flachentransistoren. VEB Verlagstechnik. Berlin, 1963.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Сокращения терминов, принятые в Справочнике	5
Обозначения точек и электрических цепей на схемах блоков и узлов телевизора . . . . .	6
Раздел первый	
Режимы работы транзисторов	
1-1. Основные схемы включения транзисторов . . . . .	7
1-2. Работа транзисторов в режиме А . . . . .	16
1-3. Работа транзисторов в режимах В и АВ . . . . .	18
1-4. Работа транзисторов в ключевом и импульсном режимах . . . . .	19
1-5. Стабилизация электрических режимов транзисторных каскадов . . . . .	24
1-6. Тепловой режим транзисторов . . . . .	29
1-7. Защита транзисторов от перенапряжений . . . . .	35
Раздел второй	
Схемы генераторов электрических колебаний	
2-1. Основные схемы транзисторных автогенераторов . . . . .	36
2-2. Генератор качающейся частоты . . . . .	37
2-3. Автогенераторы с кварцевой стабилизацией . . . . .	38
2-4. Генераторы звуковых частот . . . . .	39
2-5. Генератор импульсов . . . . .	42
2-6. Генератор тока подмагничивания для магнитофона . . . . .	44
Раздел третий	
Схемы для ВЧ трактов транзисторных радиоприемников	
3-1. Структурные схемы транзисторных радиовещательных приемников . . . . .	44
3-2. Ферритовые антенны . . . . .	49
3-3. Усилители ВЧ и детекторы приемников прямого усиления . . . . .	56
3-4. Входные блоки УКВ . . . . .	56
3-5. Преобразователи частоты радиовещательных приемников на диапазоны средних и длинных волн . . . . .	58
3-6. Преобразователь частоты с гетеродином на отдельном транзисторе . . . . .	65
3-7. Преобразователи частоты с кольцевым смесителем . . . . .	66
3-8. Преобразователь частоты АМ сигналов с услителем ВЧ/ПЧ на все радиовещательные диапазоны . . . . .	67
3-9. Усилители ПЧ и детекторы радиовещательных супергетеродинов без диапазона УКВ . . . . .	69
	181

3-10. Трехкаскадный УПЧ с отдельными транзисторными детекторами сигнала и АРУ . . . . .	77
3-11. Усилитель ПЧ с диодными детекторами для супергетеродина на все радиовещательные диапазоны . . . . .	79
3-12. Стереодекoder . . . . .	81

#### Раздел четвертый

##### Схемы узлов и блоков транзисторных телевизоров

4-1. Структурные схемы транзисторных телевизоров . . . . .	83
4-2. Селекторы телевизионных каналов диапазона метровых волн . . . . .	85
4-3. Усилители ПЧ изображения с видеодетекторами . . . . .	90
4-4. Видеоусилители . . . . .	95
4-5. Усилитель ПЧ с частотным детектором канала звукового сопровождения . . . . .	97
4-6. Узел синхронизации блока разверток . . . . .	100
4-7. Узел кадровой развертки . . . . .	103
4-8. Узел строчной развертки . . . . .	105

#### Раздел пятый

##### Схемы усилителей низкой частоты

5-1. Бестрансформаторные УНЧ . . . . .	109
5-2. Усилители НЧ портативных громкоговорящих приемников . . . . .	116
5-3. Усилители НЧ микроприемников . . . . .	119
5-4. Регуляторы тембра . . . . .	124
5-5. Усилитель с автоматическим регулированием усиления . . . . .	126
5-6. Частотно-избирательный усилитель . . . . .	127

#### Раздел шестой

##### Стабилизаторы напряжения и транзисторные фильтры

6-1. Параметры стабилизаторов . . . . .	130
6-2. Диодные параметрические стабилизаторы напряжения . . . . .	131
6-3. Транзисторные параметрические стабилизаторы напряжения . . . . .	135
6-4. Компенсационные транзисторные стабилизаторы напряжения . . . . .	138
6-5. Транзисторные сглаживающие фильтры . . . . .	141

#### Раздел седьмой

##### Статические преобразователи напряжения . . . . .

143

#### Раздел восьмой

##### Интегральные микросхемы

8-1. Виды и классификация микросхем . . . . .	149
8-2. Обозначения интегральных микросхем . . . . .	152
8-3. Логические интегральные микросхемы «И-НЕ» К1ЛБ331, К1ЛБ3311, К1ЛБ551, К1ЛБ5511 . . . . .	152
8-4. Детектор ЧМ сигналов К2ДС241 . . . . .	156
8-5. Преобразователь частоты К2ЖА241 . . . . .	156
8-6. Преобразователь частоты К2ЖА242 . . . . .	158
8-7. Детекторы АМ сигналов К2ЖА243 . . . . .	159
8-8. Усилитель ПЧ с детекторами АМ сигналов К2ЖА372 . . . . .	160

8-9. Мало мощный стабилизатор напряжения К2ПП241 . .	162
8-10. Универсальный симметричный триггер К2ТС241 . . . .	163
8-11. Универсальный каскодный усилитель К2УС241 . . . .	164
8-12. Универсальный усилитель К2УС242 . . . . .	164
8-13. Усилители низкой частоты К2УС245, К2УС371 и К2УС372 . . . . .	169
8-14. Выходной усилитель промежуточной частоты канала изображения К2УС247 . . . . .	172
8-15. Усилитель промежуточной частоты канала звукового со- провождения К2УС248 . . . . .	174
8-16. Универсальный усилитель К2УС249 . . . . .	176
<i>Список литературы . . . . .</i>	177

РОМАН МИХАЙЛОВИЧ МАЛИНИН

**Справочник по транзисторным схемам**

---

Редактор издательства *В. А. Абрамов*

Обложка художника *А. А. Иванова*

Художественный редактор *Д. И. Чернышев*

Технический редактор *Л. Н. Никитина*

Корректор *В. С. Антипова*

---

Сдано в набор 24/IX 1973 г.

Подписано к печати 27/II 1974 г. Т-05516.

Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>. Бумага типографская № 2.

Усл. печ. л. 9,66. Уч.-изд. л. 11,44.

Тираж 170 000 экз. Зак. 1036. Цена 47 коп.

---

Издательство «Энергия»,

Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

---

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26,

Цена 47 коп.